



DLR-IB-FA-BS-2017-11

Auslegung eines Multi-Layer-Absorbers zur Reduktion der Radarefflektion

Masterarbeit

Danio Breuer



DLR

**Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt**

Institut für Faserverbundleichtbau und Adaptronik

DLR-IB-FA-BS-2017-11

Auslegung eines Multi-Layer-Absorbers zur Reduktion der Radareflektion

Stufe 1 (intern und extern unbeschränkt zugänglich)

Braunschweig, *Januar, 2017*

Der Bericht umfasst: 79 Seiten

Institutsleiter:

Autoren:


Prof. Dr.-Ing. M. Wiedemann


Danio Breuer

Abteilungsleiter:

Betreuer:


Dr.-Ing. Peter Wierach


Dipl.-Ing.(FH) Jürgen Mosch



**Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt**



OTTO VON GUERICKE
UNIVERSITÄT
MAGDEBURG

MB

Masterarbeit zur Erlangung des Akademischen Grades

Master of Science (M.Sc.)

von

Danio Breuer

Thema:

Auslegung eines Multi-Layer-Absorbers zur Reduktion der Radareflektion

Erstgutachter:

Prof. Dr.-Ing H.-C. Möhring

Zweitgutachter:

Dipl.-Ing. J. Mosch

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt

Magdeburg, den 09.01.2017

Institut für Fertigungstechnik und Qualitätssicherung

Studiengang: Maschinenbau/ Produktentwicklung

Aufgabe zur Masterarbeit

für Frau/Herrn Danio Breuer

Matr-Nr: 205268

Thema: Auslegung eines Multi-Layer-Absorbers zur Reduktion der Radareflektion

Erläuterung zur Aufgabenstellung:

Ein wichtiger Bestandteil bei der effizienten Rotorblattherstellung für Windkraftanlagen ist die Entwicklung und Qualifizierung eines neuartigen und auf den Anwendungsfall Windkraftanlage abgestimmten Materialsystems. Diese Materialsysteme müssen zunehmend nicht nur festigkeitsspezifische, sondern auch weitere spezielle Eigenschaften aufweisen. So werden Windkraftanlagen in der Umgebung von Flughäfen und Schiffsrouten nur mit sehr großem Abstand errichtet, da die Rotorblätter Leitradares und Leitfeuer reflektieren und dementsprechend stören können. Im Rahmen der Forschungsarbeiten soll untersucht werden, wie sich verschiedene Material-Systeme auf das Absorptions- und Reflektionsverhalten in Bezug auf Radarstrahlung auswirken. Von entscheidender Bedeutung ist an dieser Stelle auch das Verständnis der Wirkmechanismen im Laminat, um gezielte Aussagen zur Materialauswahl und zur Verteilung der Werkstoffe im Rotorblatt treffen zu können.

Im Einzelnen sind folgende Aufgaben zu erfüllen:

- Einarbeitung in die Problematik der Störung von Radarsystemen durch Windenergieanlagen, die physikalischen und mathematischen Grundlagen, sowie den Stand der Technik
- Ermittlung der physikalischen Kennwerte
- Simulation und Vergleich unterschiedlicher Absorbersysteme
- Herstellung von Multi-Layer-Proben und Untersuchung dieser im Hohlleiter
- Auswertung und Diskussion der erhaltenen Ergebnisse

Beginn der Arbeit:

Abgabe der Arbeit:

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. H.-C. Möhring
Dipl.-Ing. J. Mosch

Magdeburg, 18.07.2016

Verantwortlicher Hochschullehrer

Die Arbeit ist nach der Gestaltungsrichtlinie und den Hinweisen zur Durchführung von Abschlussarbeiten der FMB auszuführen und in zweifacher Ausfertigung im **Prüfungsamt der FMB**, hilfsweise im Campus Service Center, einzureichen. Das Abgabedatum muss amtlich dokumentiert werden.

Kennntnisnahme
Student/Studentin

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit erfolgte die Untersuchung kohlenstoffbasierter Materialien auf ihr Potenzial hin, die Reflexion elektromagnetischer Strahlung im Mikrowellenbereich zu dämpfen. Dazu wurden die Füllstoffe mit variierenden Füllstoffgehalten in Form einer Beschichtung auf ein Glasvlies aufgebracht. Die damit hergestellten Impedanzschichten wurden anschließend einzeln in einen Glasfaserverbund integriert und auf deren Wechselwirkung mit elektromagnetischer Strahlung hin untersucht. Die Vermessung der auf diesem Wege hergestellten Proben erfolgte in einem Hohlwellenleiter im Frequenzbereich des S-Bandes (2,7-3,4 GHz) und des X-Bandes (8-12 GHz). Auf Basis der Messdaten konnten die Dämpfungs- und Transmissionseigenschaften der einzelnen Füllstoffgehalte bewertet und mit Hilfe eines mathematischen Modells zurückgerechnet werden. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse bildeten die Grundlagen für die Absorbersysteme (Multi-Layer), welche denselben Herstellungs- und Messzyklus durchliefen.

Abstract

In scope of this work multi-layer-absorbers for rotor blades of wind turbines were investigated. The aim is to attenuate the electromagnetic radiation in the frequency range of 2,7 - 3,4 GHz and 8,0 - 12,0 GHz. For that reason glass fleece was coated with varying weight of different carbon fibers. The manufactured impedance layers were implemented in a glass fiber composite. The reflection and transmission attenuation were measured in a hollow waveguide using a vector network analyser. Based on the measurements three different multi-layer-absorbers were designed and also investigated in a waveguide.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Masterarbeit selbständig und ohne unerlaubte Hilfe angefertigt, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich oder inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

.....

(Danio Breuer)

Magdeburg, 09.01.2017

Inhaltsverzeichnis

Aufgabenstellung	I
Kurzfassung/Abstract	II
Eidesstattliche Erklärung	III
Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VII
Abbkürzungsverzeichnis	VIII
Symbolverzeichnis	IX
1 Einleitung	1
1.1 Hintergrund	1
1.2 Ziele der Arbeit	2
1.3 Anforderungen und Randbedingungen	3
2 Grundlagen und Theorie	4
2.1 Radartechnik	4
2.2 Mathematische Beschreibung von EM-Wellen	5
2.3 Messung der Leitfähigkeit von dünnen Schichten	8
2.4 Hohlleitertechnik	9
2.5 Dämpfungsmaß	10
3 Stand der Technik	12
3.1 Die Rotorblätter	12
3.2 Beeinträchtigung von Radaranlagen	13
3.3 Methoden der Dämpfung von EM-Wellen	14
3.4 Applikation von RAM in Faserverbunden	17
4 Mathematisches Modell	19
4.1 Annahmen und Vereinfachungen	19

4.2	Transmission Line Theorie (TLT)	19
4.3	Streumatrix und Streuparameter	21
4.4	Berechnung der Dielektrizitätskonstante von GFK	24
4.5	Simulation des Multilayers	28
5	Charakterisierung der Absorberschichten	30
5.1	Charakterisierung und Selektion der Füllstoffe	30
5.2	Herstellung der Impedanzschichten	31
5.3	Charakterisierung der Impedanzschichten	33
5.4	Herstellung des GFK-Platten	35
6	Auslegung des Multilayers	38
6.1	Darstellung der Zwischenergebnisse	38
6.2	Simulation der Absorbersysteme	44
6.3	Auswertung der Messergebnisse	47
6.3.1	Dämpfungen ohne Metallplatte	47
6.3.2	Dämpfungen mit Metallplatte	50
7	Zusammenfassung und Ausblick	52
8	Quellen	56
9	Anhang	59

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Blockierte Windenergieprojekte im Jahr 2013	2
Abbildung 2: Prinzip der Ortung von Objekten mittels Radar	4
Abbildung 3: Neue und alte Bezeichnung der Frequenzbänder für Radaranwendungen.....	5
Abbildung 4: Spektrum der elektromagnetischen Strahlung	7
Abbildung 5: 4-Pin Messkopf und Proben auf Teflonplatte.....	9
Abbildung 6: Abmessung Rechteckhohlleiter	10
Abbildung 7: Grundkonzeption moderner Rotorblätter	13
Abbildung 8: Darstellung eines pyramidenförmigen und eines verjüngten Absorbers.....	15
Abbildung 9: Darstellung des Aufbaus von Dallenbach-Layer und Salisbury-Screen	17
Abbildung 10: Arten von Wellenleiter	20
Abbildung 11: Kenngrößen der Transmission Line Theorie.....	20
Abbildung 12: Darstellung eines Vierpols mit den ein- und ausfallenden Wellengrößen	22
Abbildung 13: Darstellung der benötigten Parameter zur Bestimmung der Dielektrizitätszahl der untersuchten GFK-Probe und die dazugehörige Vierpolanalogie	24
Abbildung 14: Berechnete Permittivität für GFK; Realteil; Imaginärteil	27
Abbildung 15: Hohlleiter-Modell und dazugehörige Vierpolanalogie zur Berechnung der Feldwellenwiderstände einzelner integrierter Impedanzschichten.....	28
Abbildung 16: Hohlleiter-Modell und dazugehörige Vierpolanalogie zur Simulation von Multilayern mit bis zu sechs integrierten Impedanzschichten.....	29
Abbildung 17: Manuelles Auftrennen der Pech-Rovings, gebrochene PECH-Fasern auf der Impedanzschicht	32
Abbildung 18: Dispersion der PAN-Fasern im Ultraschallbad und Beschichtung der Trägerstruktur im Acrylglasbehälter	33
Abbildung 19: Mit PAN-Fasern beschichtete Impedanzschicht mit einer Füllstoffmenge von $0,8 \text{ g/m}^2$	34
Abbildung 20: Darstellung der Leitfähigkeit der Impedanzschicht in Abhängigkeit des PAN-Füllstoffgehaltes	34
Abbildung 21: Mit $1,8 \text{ g/m}^2$ beschichtetes Vlies, PAN-Faser, PECH-Fasern.....	35
Abbildung 22: Schematische Darstellung des Vakuumaufbaus.....	36
Abbildung 23: Anordnung der Impedanzschichten in der Preform für vier unterschiedliche Proben und fertiger Vakuumaufbau	37

Abbildung 24: Darstellung der Messergebnisse der S-Band Messung, Reflexionsdämpfung und Einfügungsdämpfung; Vergleich zu nativem GFK (GFK_A, GFK_B).....	38
Abbildung 25: Darstellung der reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistungen von GFK-Platten mit einer einzelnen, integrierten Impedanzschicht über den Bereich des S-Bandes; Vergleich zu nativem GFK.....	40
Abbildung 26: Dämpfungen der X-Band Messung, Reflexionsdämpfung und Einfügungsdämpfung.	42
Abbildung 27: Darstellung der reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistungen von GFK-Platten mit einer einzelnen, integrierten Impedanzschicht über den Bereich des X-Bandes.	43
Abbildung 28: Simulierte Multilayer; mit jeweils 6 Impedanzschichten mit jeweils gleichem Füllstoffgehalt für das S-Band.....	45
Abbildung 29: Dämpfungen bei jeweils 6 Impedanzschichten mit gleichem Füllstoffgehalt .	45
Abbildung 30: Aufbau der Konfiguration Multi_Gradient	46
Abbildung 31: Darstellung der reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistung der geprüften Multilayer ohne Metallplatte im Bereich des S-Bandes.....	48
Abbildung 32: Darstellung der reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistung der geprüften Multilayer im Bereich des X-Bandes	49
Abbildung 33: Darstellung der Reflexionsdämpfung der Multilayer im S-Bandes und X-Band.....	50
Abbildung 34: Darstellung der Reflexionsdämpfungen und Einfügungsdämpfungen der vermessenen Multilayer im Bereich des S-Bandes ohne Metallplatte auf der Rückseite	63
Abbildung 35: Darstellung der Reflexionsdämpfungen und Einfügungsdämpfungen der vermessenen Multilayer im Bereich des X-Bandes ohne Metallplatte auf der Rückseite.....	64

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Standarddaten für Hohlleiter	10
Tabelle 2: Dämpfungstabelle.....	11
Tabelle 3: Vergleich der berechneten Permittivität von GFK mit Herstellerangaben	27
Tabelle 4: Eigenschaften von PAN- und Pechkurzfasern	30

Abkürzungsverzeichnis

CFK – Kohlenstoffverstärkter Kunststoff

GPS – Globales Positionsbestimmungssystem

EM – elektromagnetisch

JIS – Japanischer Industriestandard

TEM – Transversal elektromagnetischer Mode

TE – Transversal elektrischer Mode

WEA's – Windkraftanlagen

RAM – Radar absorbing material

GFK – Glasfaserverstärkter Kunststoff

TLT – Transmission Line Theorie

dist – Distanz

PVB – Polyvinylbutyral

PAN – Polyacrylnitril

VAP - Vacuum Assisted Process

Biax – biaxial

DLR – Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

Symbolverzeichnis

Symbol	Bezeichnung	Dimension
f	Frequenz	[Hz]
λ	Wellenlänge	[mm]
E	Elektrische Feldstärke	[V/m]
H	Magnetische Feldstärke	[A/m]
e	Euler'sche Zahl	
j	Imaginäre Einheit	$\sqrt{-1}$
β	Phasenkonstante	
η	Charakteristische Impedanz	[Ω]
μ	Permeabilität	[As/Vm]
μ'	Realteil der Permeabilität	[Vm/As]
μ''	Imaginärteil der Permeabilität	[Vm/As]
ε	Permittivität eines Mediums	
ε'	Realteil der Permittivität	[As/Vs]
ε''	Imaginärteil der Permittivität	[As/Vs]
π	Pi	
c	Lichtgeschwindigkeit	[m/s]
ω	Kreiswellenzahl	[s ⁻¹]
σ	Elektrische Leitfähigkeit	[S/cm]
φ	Dichte	
U	Elektrische Spannung	[V]
I	Elektrischer Strom	[A]
L	Länge	[mm]
b	Breite	[mm]

t	Tiefe	[mm]
κ	Elektrische Leitfähigkeit	[S/cm]
R'	Widerstand pro Längeneinheit	[Ω /m]
L'	Induktivität pro Längeneinheit	[H/m]
G'	Leitfähigkeit pro Längeneinheit	[S/m]
C'	Kapazität pro Längeneinheit	[F/m]
S	Streuparameter	
S_{11}	Reflexionsdämpfung	[dB]
S_{21}	Einfügungsdämpfung	[dB]
T	Transmissionsparameter	
k	Wellenzahl	
Z_w	Wellenwiderstand	[Ω]

1 Einleitung

1.1 Hintergrund

Aus Gründen des Klimaschutzes und der Ressourcenschonung soll die Energieversorgung zunehmend auf regenerative Energiequellen umgestellt werden, um eine nachhaltige Energieversorgung zu gewährleisten. Hierbei sind Wind- und Sonnenenergie die wichtigsten Energieträger. Im Jahr 2015 betrug der Anteil regenerativer Energien an der Bruttostromerzeugung bereits 30%. Bis zum Jahr 2025 soll die Erzeugung von 40-45% des deutschlandweit verbrauchten Stroms durch erneuerbare Energien erfolgen[1].

Neben dem stetigen Ausbau von Windenergieparks, durch immer modernere und leistungsfähigere Anlagen, gewinnt auch die Nutzung von Offshore-Windenergie zunehmend an Bedeutung. Im Jahr 2015 waren allein Offshore-Windparks mit einer Gesamtleistung von 3.280 MW am Netz. Diese Leistung soll sich nach den Plänen der Bundesregierung bis zum Jahr 2030 sogar auf 15.000 MW erhöhen[1].

Die Eignung eines Ortes für einen Windpark hängt von zahlreichen umwelttechnischen und wirtschaftlichen Bestimmungen und Faktoren ab. Werden die vorgegebenen Bestimmungen nicht erfüllt kann dies zur Blockierung eines Projektes führen. Eines dieser Hindernisse, welche in den vergangenen Jahren häufig zur Verhinderung von vielen Windenergieprojekten führte, ist die Radarverträglichkeit eines Windparks [2]. Dies betrifft sowohl On-, als auch Offshore Projekte. Bis zum Jahr 2011 wurden weltweit Windenergieprojekte mit einer Gesamtleistung von rund 20 GW wegen Besorgnis der Wechselwirkung zwischen Windenergieanlagen und Radarsystemen blockiert [3]. Allein in Deutschland sind Projekte mit einer Gesamtleistung von 1.200 MW, welche einer Investitionshöhe von ca. 1,5 Mrd. Euro entsprechen, betroffen. In einer offiziellen Stellungnahme der Bundesregierung im Jahr 2010, wies diese auf die Einschränkung der Radarerfassung durch Windenergieanlagen hin. Entdeckungswahrscheinlichkeit und die Bestimmbarkeit von Position und Flugverhalten eines Flugobjektes werden demnach in einem nicht hinnehmbaren Umfang eingeschränkt [4].

Eine im Jahr 2013 durch den Bundesverband WindEnergie durchgeführte Befragung unter seinen Mitgliedern zu Konflikten mit den Betreibern von Radaranlagen verdeutlicht diese Problematik noch einmal. Aus der Umfrage geht hervor, dass in Deutschland im Jahr 2013 Windenergieprojekte mit einer Gesamtleistung von 3.345 MW, auf Grund des Konfliktes mit

der Flugsicherung, nicht realisiert werden konnten. In der Abb. 1 sind die Ergebnisse der Umfrage aufgeführt.

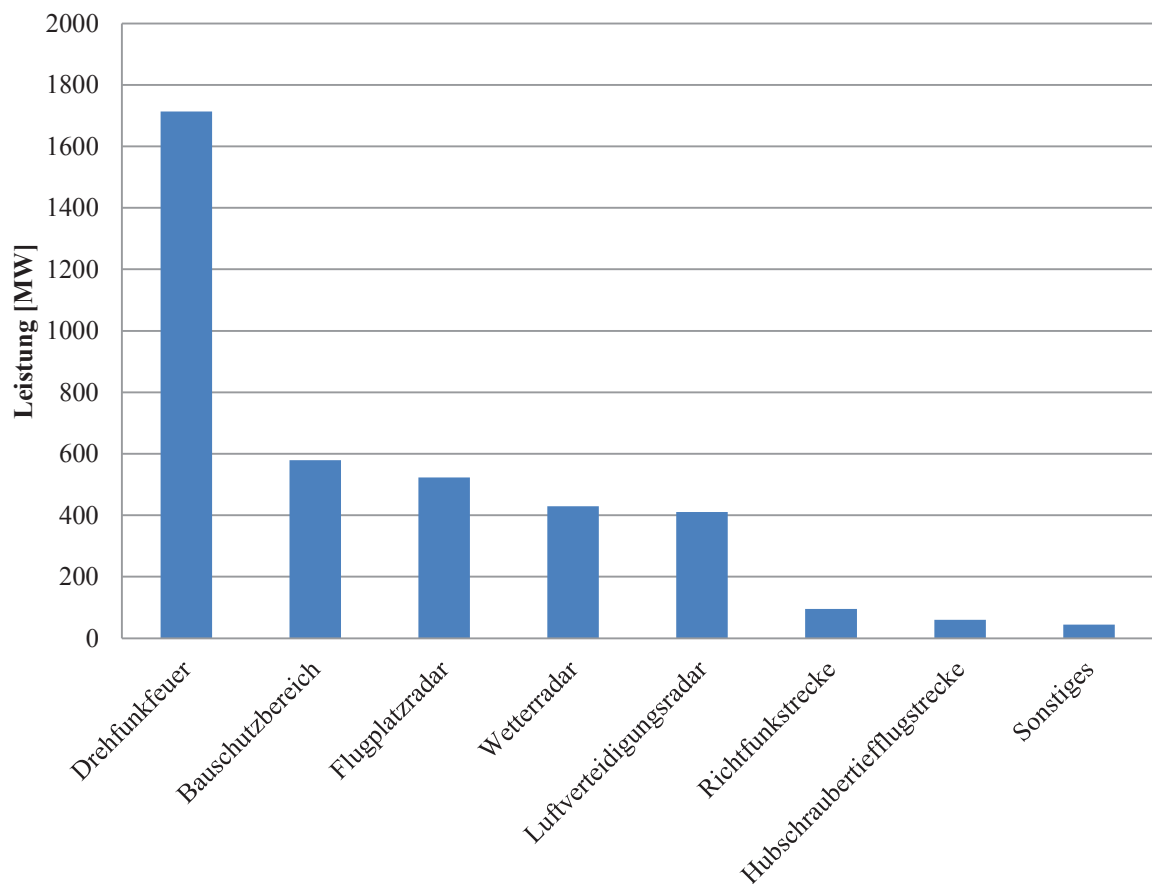


Abbildung 1: Blockierte Windenergieprojekte im Jahr 2013 [5]

Die Verbesserung der Radarverträglichkeit von Windenergieanlagen ist somit einer der entscheidenden Faktoren für die zukünftige Nutzung der Windenergie und steht deshalb zunehmend im Fokus der Forschung und Entwicklung.

1.2 Ziele der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Auslegung und Herstellung eines Absorbersystems, welches die Dämpfung bzw. Absorption von Radarstrahlung ermöglicht und somit die Reflexion eben dieser Strahlung reduziert.

Das Absorbersystem soll Anwendung als Breitbandabsorber finden und die Reflexion der Radarstrahlung über den Bereich des S-Bandes (2-4 GHz), sowie des X-Bandes (8-12 GHz)

dämpfen. Das S-Band wird vor allem im Nahbereich von Flughäfen eingesetzt, wohingegen das X-Band vorwiegend für maritime Navigationsradaranlagen genutzt wird.

1.3 Anforderungen und Randbedingungen

Neben der angestrebten Dämpfung und dem vorgegebenen Frequenzbereich wurden weitere Anforderungen, bzw. Randbedingungen festgelegt. Diese umfassen sowohl technische, als auch wirtschaftliche Faktoren.

Das Absorbersystem muss in die Faserverbundstruktur eines Rotorblattes einer Windenergieanlage integrierbar sein ohne dessen Performance negativ zu beeinflussen. Die Reflexion wird vor allem durch elektrisch leitende Komponenten verursacht. Zu diesen zählen unter anderem Blitzableiter und aus CFK bestehende Holme. Daher muss das Absorbersystem bereits in die äußere Schicht der Rotorblätter, welche ungefähr eine Stärke von 5 mm besitzt, integrierbar sein. Hierbei ist außerdem darauf zu achten, dass sowohl die mechanischen, als auch die aerodynamischen Eigenschaften der Verbundstruktur nicht beeinträchtigt werden. Auf Grund ihrer rotierenden Bewegung sind Rotorblätter hohen Zentrifugalkräften ausgesetzt. Aus diesem Grund soll die Erhöhung des Gewichts der Verbundstruktur so gering wie möglich ausfallen. Um eine spätere, wirtschaftliche Anwendung zu ermöglichen, sollen sowohl die im Absorber verwendeten Materialien, als auch das Herstellungsverfahren kostengünstig sein.

2 Grundlagen und Theorie

2.1 Radartechnik

Radaranlagen werden, unter Ausnutzung der Eigenschaften elektromagnetischer Strahlung, zur Objektortung und Objekterkennung eingesetzt. Sie finden vor allem Anwendung in der Überwachung des Flug- und Schifffahrtsverkehrs. In der Abb. 2 ist beispielhaft die Funktionsweise eines Radarsystems am Beispiel der Ortung eines Flugzeugs dargestellt.

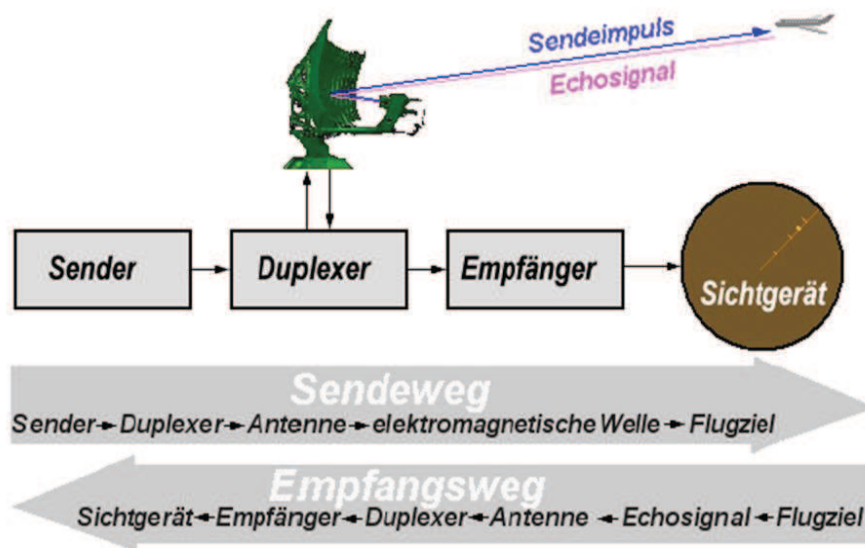


Abbildung 2: Prinzip der Ortung von Objekten mittels Radar [6]

Es erfolgt eine Unterscheidung zwischen Primär- und Sekundärradargeräten. Primärradargeräte senden und empfangen ihre eigene Strahlung, welche an einem Objekt reflektiert wird. Dazu ist keine aktive Mitwirkung des Objektes notwendig und es lassen sich auf diese Weise unter anderem Richtung, Höhe und Entfernung bestimmen. Sekundärradargeräte arbeiten dagegen mit einem aktiven Antwortsignal. Die Abfrage wird vom Ziel mittels Transponder verarbeitet und das Antwortsignal anschließend auf einer anderen Frequenz zurückgesendet. Dieses enthält Daten über Kennung, Identifizierung, GPS-Koordinaten und die barometrische Höhe des Objektes[7].

In der Radartechnik finden Frequenzen zwischen 30 MHz und 98 GHz Anwendung, wobei diese in einzelne Frequenzbänder eingeteilt sind (Abb.3). Die Einteilung ist notwendig, da die Eigenschaften der Strahlung stark von deren Frequenz abhängig sind. Radaranlagen mit hoher

Reichweite arbeiten meist mit niedrigen Frequenzen unterhalb bis einschließlich 2 GHz. Um eine hohe Genauigkeit zu erreichen werden dagegen höhere Frequenzen benötigt[7].

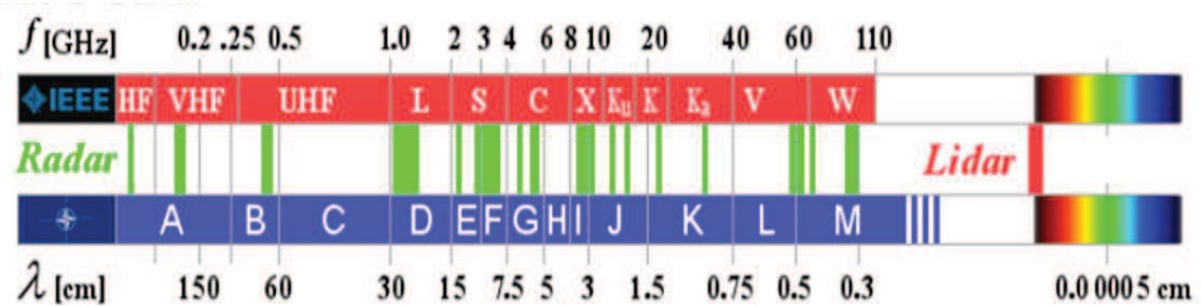


Abbildung 3: Neue (unten) und alte (oben) Bezeichnung der Frequenzbänder für Radaranwendungen [7]

Im Rahmen dieser Arbeit stehen ausschließlich das S-Band (Flughafenradar) und das X-Band (Schiffsradar) im Fokus.

2.2 Mathematische Beschreibung von EM-Wellen

Elektromagnetische Strahlung besteht aus gekoppelten elektrischen und magnetischen Feldern. Diese Felder stehen sowohl senkrecht zueinander, als auch senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle. Die mathematische Beschreibung elektromagnetischer Strahlung erfolgt mit Wellengrößen. Dies ist möglich, da die Felder der Strahlung zeitlich und räumlich periodisch wechselnde Schwingungen ausführen. Die Formeln für das elektrische Feld \vec{E} und das magnetische Feld \vec{H} sind wie folgt definiert:

$$\vec{E}(z) = E_0 * e^{\pm j\beta z} \quad (1)$$

$$\vec{H}(z) = H_0 * e^{\pm j\beta z} \quad (2)$$

Das Verhältnis der Amplituden des E-Feldes und des H-Feldes wird als Feldwellenwiderstand η_0 bezeichnet. Für freie (ungedämpfte) Wellen im Raum gilt[8]:

$$\eta_0 = \frac{\vec{H}}{\vec{E}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{4 * \pi * 10^{-7}}{8,854 * 10^{-12}}} = 120\pi \Omega \quad (3)$$

Die Impedanz von Wellen lässt sich ebenfalls durch die Permittivität ϵ und die Permeabilität μ ausgedrücken. Diese sind materialabhängige Größen. Die Permittivität ist eine Kennzahl für

die Durchlässigkeit eines Materials für elektrische Felder. Die Permeabilität kennzeichnet die Durchlässigkeit eines Materials für das magnetische Feld. Im Freiraum, also im Vakuum, sind diese Größen Naturkonstanten und werden mit ε_0 , bzw. μ_0 bezeichnet. Mit Hilfe dieser Konstanten lässt sich außerdem die Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 der EM-Wellen im Vakuum berechnen.

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \approx 2,997 * 10^8 \frac{m}{s} \quad (4)$$

Für alle anderen Medien werden die Permittivität und die Permeabilität relativ zu den Konstanten des Freiraumes angegeben[8]:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (5)$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (6)$$

Für verlustbehaftete Medien werden die relativen Materialkennwerte weiterhin um einen Imaginärteil erweitert[9]:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (7)$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (8)$$

Aufgrund seiner Frequenzabhängigkeit wird der Feldwellenwiderstand in verlustbehafteten Medien ebenfalls imaginär. Dies ist der Fall wenn das Medium leitfähig ist, lediglich im Vakuum ist der Feldwellenwiderstand reell[8]:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (9)$$

Die in (2) und (3) eingeführte Wellenzahl β (Phasenkonstante) ist für den Freiraum definiert mit:

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \quad (10)$$

Die Kreisfrequenz ω gibt die Phasengeschwindigkeit einer Schwingung an. Die Umrechnung zur Frequenz, also der Anzahl der Schwingungen pro Zeiteinheit, wird vollzogen mit:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (11)$$

Die Wellenzahl kann ebenfalls genutzt werden um die Wellenlänge λ auszudrücken:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (12)$$

Die Wellenlänge und die Frequenz sind Größen, welche eine Welle charakterisieren. Anhand dieser Größen lassen sich die Wellen in das Spektrum der elektromagnetischen Strahlung einordnen (Abb. 4).

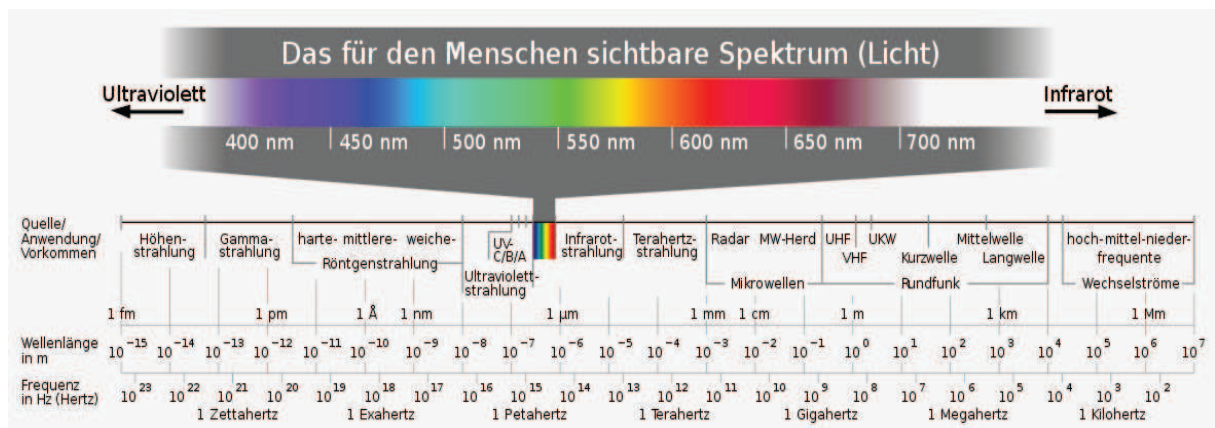


Abbildung 4: Spektrum der elektromagnetischen Strahlung [10]

Im Fokus dieser Arbeit steht die Radarstrahlung. Diese wird den Mikrowellen zugeordnet und umfasst den Frequenzbereich von 1 – 110 GHz[8].

Im Hohlwellenleiter (Kap. 2.4) kann sich die Welle jedoch nicht mehr vollkommen frei ausbreiten. Sie besteht aus zwei an den Wänden reflektierten Teilwellen, welche sich im Zickzack im Hohlleiter ausbreiten. Diesbezüglich besitzt die Welle im Hohlleiter, im Vergleich zu freien Wellen, eine größere Wellenlänge. Um die Breite a des Hohlleiters zu berücksichtigen muss die Formel der Wellenzahl für die Ausbreitung der Welle im Hohlleiter erweitert werden[11]:

$$\beta_z = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} * \sqrt{\varepsilon_r - \frac{c_0}{2af}} \quad (13)$$

2.3 Messung der Leitfähigkeit von dünnen Schichten

Die Vier-Punkt-Methode ist das gängigste Verfahren zur Messung der elektrischen Leitfähigkeit von Oberflächen, bzw. von dünnen Schichten. Für die Messung wird der elektrische Widerstand ausgewertet. Ist die Geometrie des Messobjektes bekannt, kann daraus der Volumenwiderstand des Messobjektes bestimmt werden. Dieser ist ein Absolutwert und spezifisch für jedes Material. Er wird daher auch als spezifischer Widerstand ρ bezeichnet. Dieser lässt sich berechnen mit:

$$\rho = \frac{U}{I} * \frac{L * b}{t} \text{ [}\Omega * \text{cm]} \quad (14)$$

Die spezifische Leitfähigkeit κ ist der Kehrwert des spezifischen Widerstandes.

$$\kappa = \frac{1}{\rho} \left[\frac{S}{cm} \right] \quad (15)$$

Zur Bestimmung der Leitfähigkeit wird ein 4-Pin Messkopf benutzt (Abb. 5). Dabei fließt ein Gleichstrom zwischen den beiden äußeren Pins, während der Potenzialunterschied zwischen den beiden inneren Pins gemessen wird. Die Messung erfolgt nach JIS K 7194 (Japanischer Industriestandard). Dafür werden die zu messenden Proben auf eine Größe von 80x50 mm zugeschnitten. Daraufhin erfolgt die Messung an 5 vorbestimmten Messpunkten. In Abhängigkeit von der Messposition werden die Messwerte im Anschluss noch mit einem Korrekturfaktor multipliziert. Der Korrekturfaktor wird vom Gerätehersteller, in Abhängigkeit der Messposition, bereitgestellt. Zur Messung des spezifischen Widerstandes der dünnen Impedanzschicht muss sichergestellt werden, dass der Strom ausschließlich zwischen den äußeren Pins fließen kann. Die Messung erfolgt deshalb auf einer Teflonplatte.

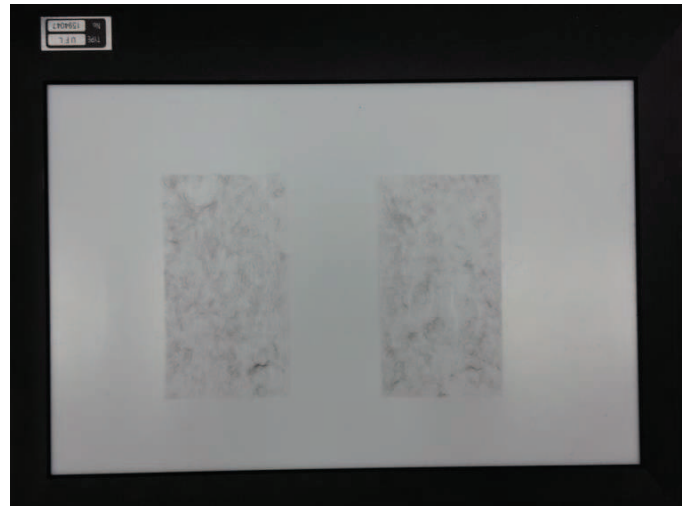


Abbildung 5: 4-Pin Messkopf (links) und Proben auf Teflonplatte (rechts)

2.4 Hohlleitertechnik

Wellenleiter werden in der Mikrowellentechnik genutzt, um elektromagnetische Signale zu transportieren und auszuwerten. Je nach Anwendungsfall werden unterschiedliche Wellenleiter, z.B. das Koaxialkabel oder der Hohlwellenleiter, eingesetzt. Der Hohlwellenleiter (Abb. 6) ist eine hohle Röhre mit meist rechteckigem Querschnitt (komplizierte Geometrien bringen kaum technische Vorteile und sind außerdem teurer und aufwändiger in der Herstellung[8]). Die Wände sind aus Metall, meist Messing oder Kupfer, gefertigt. Um die Leitfähigkeit weiterhin zu erhöhen wird innen eine dünne Silberschicht aufgedampft[8]. Eine hohe Leitfähigkeit der Innenwand ist entscheidend für eine möglichst dämpfungsfreie Signalübertragung. Im Unterschied zum Koaxialkabel, bei dem die Wellen durch Kabel (oder Drähte) geführt werden, breitet sich das Signal im Hohlleiter frei aus [12]. Der Hohlleiter wird ab Frequenzen oberhalb von 1 GHz bevorzugt genutzt, da hier die Dämpfungsverluste deutlich geringer sind, als bei anderen Wellenleitern, welche Verluste durch leitungseigene Induktivitäten und Kapazitäten aufweisen [13].

Im Hohlleiter kann sich die Welle nicht mehr im TEM-Mode (ebene Welle) ausbreiten, da dessen Abmaße die Breite der Welle beschränken. Der Grundmode einer Welle im Hohlleiter ist deshalb der TE_{10} -Mode. Dieser Mode kann sich erst ab einer Grenzwellenlänge von $\lambda_c = 2a$ ausbreiten, wobei a die Breite des Hohlleiters darstellt. Dies bedeutet, dass eine Mindestfrequenz erforderlich ist, damit sich die EM-Welle im Hohlleiter ausbreiten kann.

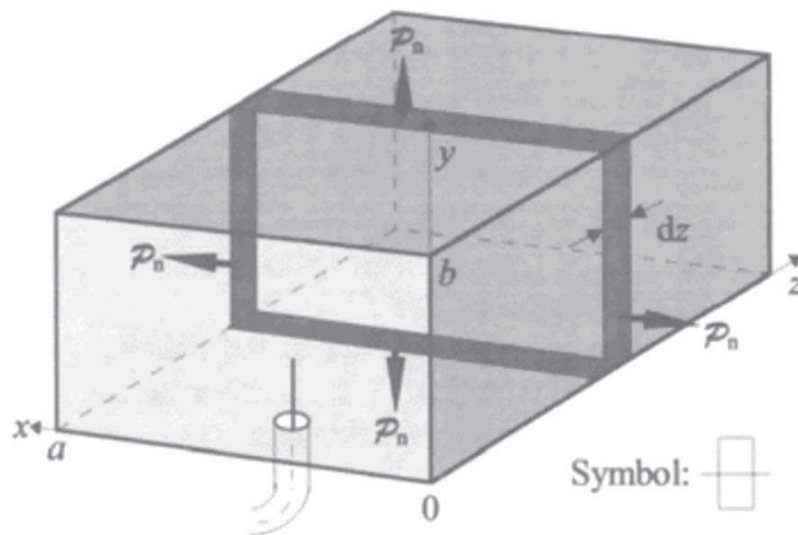


Abbildung 6: Abmessung Rechteckhohlleiter [8]

Diese Frequenz wird als Cutoff-Frequenz bezeichnet. Oberhalb von $\omega = 2\omega_c$ beginnen sich außerdem höhere Moden auszubilden, welche unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten und Dämpfungen aufweisen und schwerer zu detektieren sind. Aus diesem Grund werden Hohlleiter immer nur über eine bestimmte Bandbreite betrieben. In der Tab. 1 sind die entsprechenden Daten für das S- und das X-Band aufgelistet.

Tabelle 1: Standarddaten für Hohlleiter [12, 9]

Band	Frequenzbereich [GHz]	TE ₁₀ -Cutoff-Frequenz [GHz]	Bezeichnung	Innenabmessung [mm]
S	2,60 – 3,95	2,078	WR-284	72,14 x 34,04
X	8,20 – 12,40	6,57	WR - 90	22,86 x 10,16

2.5 Dämpfungsmaß

Das Dämpfungsmaß ist eine fiktive Hilfsmaßeinheit zur Darstellung von Maßen und Pegeln, welche besonders in der Elektrotechnik und der Akustik Anwendung findet. Es wird aus dem dekadischen Logarithmus zweier Leistungsgrößen errechnet und mit der Einheit Dezibel (dB) angegeben.

In der Hochfrequenzmesstechnik wird das Dämpfungsmaß genutzt um die Reflexions- und Transmissionsdämpfungen darzustellen. Hierbei bedeutet 0 dB für die Reflexionsdämpfung, dass die Strahlung vollständig reflektiert (keine Reflexionsdämpfung) wurde. Bei einer Transmissionsdämpfung von 0 dB fand eine vollständige Transmission statt. In der Tab. 2 sind die Dämpfungen mit ihrem Dämpfungsfaktor und der gedämpften Leistung beispielhaft bis -10 dB dargestellt. Die Angaben sind an die Literatur angelehnt[14]. Eine erweiterte Darstellung der Dämpfungstabelle ist der beigefügten Daten-CD zu entnehmen.

Tabelle 2: Dämpfungstabelle

Dämpfung [dB]	-0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9	-10
Dämpfungsfaktor	1,00	0,79	0,63	0,50	0,40	0,32	0,25	0,20	0,16	0,13	0,10
Dämpfung [%]	0,0	20,6	36,9	49,9	60,2	68,4	74,9	80,0	84,2	87,4	90,0

Der Tabelle ist beispielhaft zu entnehmen, dass bei einer Reflexionsdämpfung von -3 dB nur noch 50% der Strahlung reflektiert werden.

3 Stand der Technik

3.1 Die Rotorblätter

Unter heutigen Gesichtspunkten ist die Konzeption von Rotorblättern mehr dem Bereich Leichtbau/ Luftfahrttechnik als dem Maschinenbau zuzuschreiben. Die Rotorblätter einer Windkraftanlage sind in der Entwicklung an den Flugzeugbau angelehnt, da sich die anzusetzenden Lastkollektive und Dimensionierungsmethoden ähneln. Aus Sicht der Fertigungstechnik verbietet jedoch der engere Kostenspielraum die klassische Flugzeugbauweise. Die Fertigung der Rotorblätter wird viel eher dem Bootsbau nachempfunden. Inzwischen erfolgt die Herstellung der Rotorblätter von Windkraftanlagen nahezu ausnahmslos mittels Faserverbundtechnik. Als faserverstärktes Verbundmaterial bezeichnet man den Verbund aus Kunstharz und Faser. Die Aufgabe der Fasern ist die Aufnahme der Spannungen im Material, wohingegen das Kunstharz für die Formgebung sorgt. Die am häufigsten verwendeten Fasern sind Glasfasern und Kohlefasern. Für die meisten Anwendungen ist der Einsatz der Glasfasern ausreichend, lediglich der geringe spezifische E-Modul stellt ein Problem dar. Die Kohlenfasern bieten mit der höchsten Risslänge und dem hohen E-Modul nochmal deutlich bessere mechanische Eigenschaften. Aus Kostengründen werden sie allerdings oft nur als Ergänzung eingesetzt. Außerdem sind für den Einsatz von Kohlenfasern besondere Vorkehrungen für den Blitzschutz notwendig. Die Art des verwendeten Kunstharzes bestimmt dagegen weitestgehend die Dauerfestigkeitseigenschaften. Während die Polyesterharze vorwiegend im Bootsbau eingesetzt werden, setzen die Rotorblatthersteller auf das kostenintensivere, aber auch qualitativ hochwertigere Epoxidharz. Der Schutz der Oberfläche erfolgt durch sog. Gelcoats, ebenfalls auf Kunstharzbasis.

Je nach Hersteller werden zwei grundlegende Konstruktionsmuster bevorzugt (Abb. 7). Zum einen eine Bauweise mit einem durchgehenden Längsholm mit kastenförmigem Querschnitt, der praktisch alle Lasten aufnimmt. Während der Fertigung wird dieser in der unteren Schale verklebt und die obere Schale darauf befestigt. Die zweite bevorzugte Bauweise beinhaltet einen Holm oder mehrere Holmstege. Diese nehmen die Zug- und Druckspannungen in weitem Abstand zu neutralen Faser auf. Dies wirkt sich außerdem positiv auf Gewicht und Kosten aus. In der Praxis haben sich beide Konzepte bereits als Mischbauweise etabliert. Der Einsatz der Kohlefasern erfolgt hauptsächlich punktuell als Verstärkungsmaterial an den hochbelasteten Stellen. Dies gilt vor allem für die Holmgurte in deren

Hauptspannungsrichtungen. Die Entwicklung tendiert zu immer größeren und leistungsfähigeren Anlagen. Dabei ist die Nutzung von Kohlefasern ab Rotordurchmessern von 120 m aus Gründen der Gewichtsreduzierung unvermeidlich.

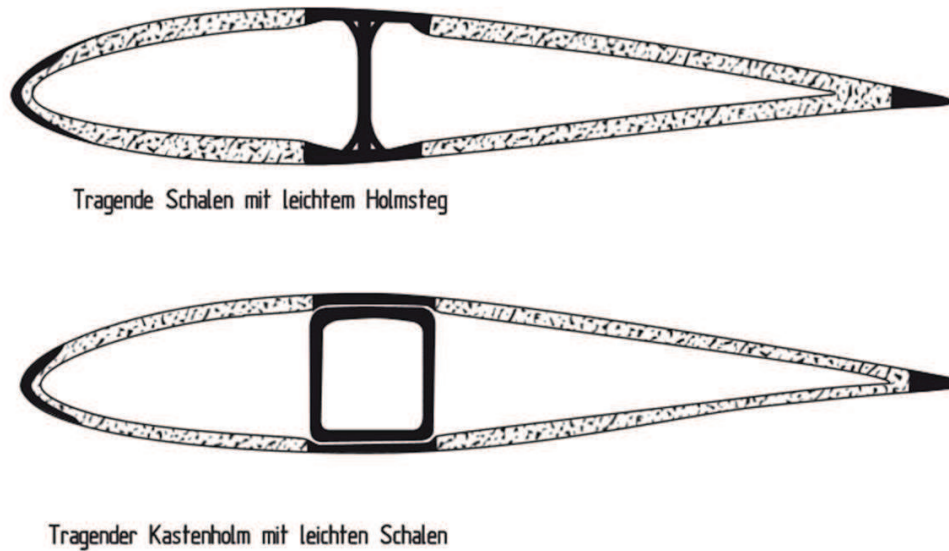


Abbildung 7: Grundkonzeption moderner Rotorblätter[15]

Die Herstellung von Faserverbundbauteilen ist eng an die verwendeten Materialien, vor allem aber an das eingesetzte Matrixmaterial geknüpft. Auch die Größe und Geometrie der Bauteile sind Faktoren für die Auswahl des Fertigungsverfahrens. Als gängigstes Verfahren hat sich heutzutage das Vakuum-Infusionsverfahren durchgesetzt. Die aufgeschichteten Fasermatten werden mit einer speziellen Kunststoffolie abgedeckt, welche als Abdichtung dient. Anschließend wird der Aufbau mittels Vakuumpumpe evakuiert und das Harz allein durch den erzeugten Unterdruck in das Bauteil gesaugt. Je nach Komplexität des Bauteils erfolgt der Aufbau in einer Negativform, welche die spätere Geometrie des Rotorblattes widerspiegelt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde zur Fertigung der Proben ebenfalls das Vakuums-Infusionsverfahren genutzt. Die Einzelheiten der Herstellung werden in Kapitel 4.4 erläutert.

3.2 Beeinträchtigung von Radaranlagen

Wie bereits aus der Einleitung deutlich wird, besteht eine Beeinträchtigung von Radarsystemen durch Windenergieanlagen. Ausschlaggebend dafür, ob und wie groß ein Objekt auf dem Radar erscheint, ist dessen Radarquerschnitt (auch Rückstrahlfläche genannt). Dieser bestimmt das Maß in welchem Umfang ein Objekt die einfallende Strahlung, in Abhängigkeit der geometrische Form, des Materialsystems und dem Einfalls- bzw.

Ausfallswinkel, reflektiert. Die Auswertungssoftware von Radaranlagen ist in der Lage stationäre von sich bewegenden Objekten zu unterscheiden und diese herauszufiltern. Die Software sucht dafür bei der Analyse der Frequenzen der reflektierten Signale nach einer Doppler-Verschiebung. Aus diesem Grund sind es vor allem die Rotorblätter von Windenergieanlagen, welche die Funktionalität von Radaranlagen beeinträchtigen. Die sich bewegenden Rotorblätter simulieren einen riesigen Radarquerschnitt, wodurch sie die Identifikation von anderen großen Objekten, z.B. Flugzeugen, erschweren. Dadurch werden sogenannte „Black-Holes“ erzeugt, in denen Flugzeuge, unabhängig von ihrer Flughöhe, nicht geortet werden können und somit ein sicherer Flugverkehr nicht mehr gewährleistet ist. Die Beeinträchtigung von Radarsystemen beschränkt sich allerdings nicht nur auf stationäre Radaranlagen, auch die On-Board-Navigationssysteme, z.B. von Flugzeugen oder Schiffen, sind von der Beeinträchtigung betroffen. Einflussfaktoren auf die Reflexion sind wie folgt zusammengefasst[3]:

- Größe des Objektes
- Position des Objektes (z.B. momentane Flughöhe des Flugzeuges)
- Sendefrequenzen des Radargerätes
- Verwendete Materialien
- Elektrische Eigenschaften des Objektes (leitfähige Komponenten, z.B. Blitzableiter, CFK-Holme)
- Um 90° versetzt rotierende Rotorblätter verstärken den Doppler-Effekt zusätzlich
- Relative Geschwindigkeit des Objektes

3.3 Methoden der Dämpfung von EM-Wellen

Die Lösungsansätze zur Dämpfung elektromagnetischer Strahlung sind vielfältig und haben jeweils ihre Vor- und Nachteile. Neben der Dämpfung der Strahlung besteht ein weiterer Ansatz darin die Filtermechanismen der Auswertesoftware selbst zu optimieren, da auf diesem Wege weder in die Konstruktion der WEA's, noch in deren Fertigungsprozess eingriffen werden muss. Diese Methode wird im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht näher betrachtet.

Grundlegend sind zwei Arten von Absorbern zu unterscheiden. Zum einen gibt es Absorber, bei denen eine Impedanzanpassung (Impedance-Matching-Absorber) vorgenommen wird, um die Reflexion zu dämpfen, bzw. um eine möglichst hohe Transmission zu erreichen. Durch die Anpassung der Impedanz eines Materialsystems kann die einfallende Welle „weicher“ in

das neue Medium übergehen. Dies kann auf drei unterschiedlichen Arten erfolgen. Zum einen durch eine geometrische Anpassung der Form des Objektes, wodurch ein gestuftes Eindringen in die Oberfläche realisiert wird. Die bekanntesten Absorber dieses Typs sind pyramidenförmige Absorber (Abb. 8) mit konischer Struktur. Diese eignen sich besonders in der Akustik zur Schalldämpfung. Sie bieten eine hohe Dämpfung über ein breites Frequenzband. Nachteilig sind dagegen die hohen Wandstärken, sowie die mechanische Anfälligkeit. Die zweite Variante dieses Absorbertyps sind verjüngte, gefüllte Absorber (Abb. 8). Sie bestehen typischerweise aus mehreren Platten, zweier unterschiedlicher Materialien (eines mit hohen und eines mit geringen Verlusten). Sie sind dünner, als pyramidenförmige Absorber, bieten dafür aber eine schlechtere Performance und sind auf schmalere Frequenzbänder beschränkt.

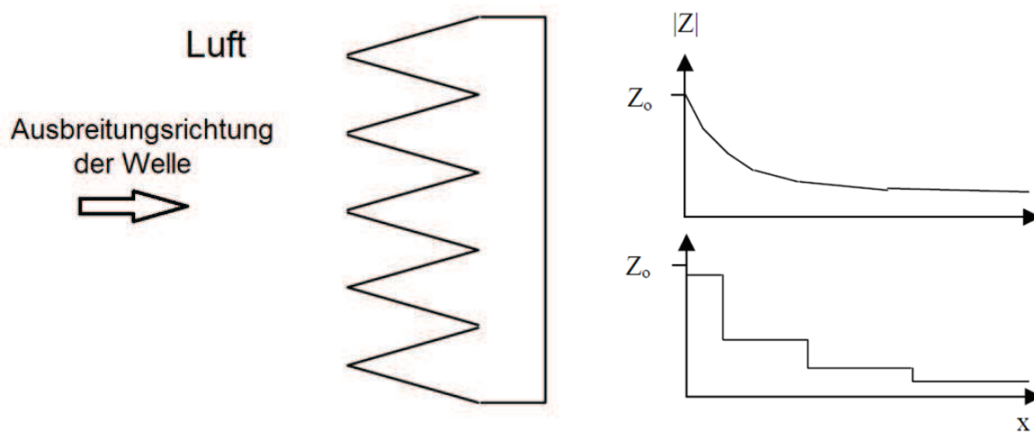


Abbildung 8: Darstellung eines pyramidenförmigen (links) und eines verjüngten Absorbers (rechts)[16]

Der letzte Typ dieses Absorbers wird auch als „Matching-Layer-Absorber“ bezeichnet. Hier wird eine Zwischenschicht zwischen den beiden Medien integriert. Die Impedanz der Zwischenschicht muss die Bedingung $Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}$ erfüllen und eine Schichtdicke von $d = \lambda/4$ besitzen. Aufgrund dieser Bedingung ist dieser Absorber nur für ein sehr schmales Frequenzband einsetzbar.

Es ist anzumerken, dass es nicht ausreichend ist, die Reflexion an der Grenzschicht zwischen zwei Medien so zu minimieren, dass die Welle vollständig transmittiert wird. Die Welle wird in diesem Fall zwar nicht beim Übergang in das neue Medium reflektiert, erfährt jedoch auch keine Dämpfung im Sinne einer Abschwächung der Leistung der Welle. Ein dahinterliegendes Objekt mit einer hohen elektrischen Leitfähigkeit wird die Welle

anschließend verlustfrei reflektieren. Um eine möglichst hohe Dämpfung der Welle bei kleiner Schichtdicke zu erreichen, müssen Permittivität und Permeabilität große Werte annehmen. Dies steht jedoch im Widerspruch zu der Bedingung des Impedanz-Matchings, weil dadurch die Impedanz sehr kleine Werte annimmt[16].

Die zweite große Gruppe sind die resonanten Absorber (auch als Viertelwellenlänge-Absorber bezeichnet). Diese beruhen auf dem physikalischen Prinzip der destruktiven Interferenz, welche auftritt, wenn sich Wellenberg und Wellental zweier Wellen überlagern und sich auf diese Weise gegenseitig auslöschen. Die bekanntesten resonanten Absorber sind der Dallenbach-Layer und der Salisbury-Screen (Abb. 9). Der Dallenbach-Layer besteht aus einer homogenen Schicht mit der Dicke $d = \lambda/4$. Hinter dieser Schicht befindet sich eine Metallplatte, welche eine ideal leitende Oberfläche darstellt. Die Dicke, Permittivität und Permeabilität der homogenen Schicht sind für eine bestimmte Wellenlänge ausgelegt. Dies bedeutet, dass mit einer einzelnen Schicht kein Breitbandabsorber möglich ist. Die Bandbreite kann aber durch Hinzufügen weiterer Schichten und ferritischer Materialien verbessert werden. So wurde bei einer Wandstärke von 4,6 mm beispielsweise eine Dämpfung von über -20dB über einen Frequenzbereich von 8 – 12 GHz erreicht[16].

Der Salisbury-Screen (Abb. 9) unterscheidet sich vom Dallenbach-Layers dadurch, dass eine Widerstandsschicht im Abstand des Vielfachen der Wellenlänge von einer Metallplatte platziert wird. Der Raum zwischen der Widerstandsschicht und der ideal leitenden Platte ist hier mit Luft gefüllt. Der Salisbury-Screen, welcher unabhängig von Permittivität und Permeabilität ist, kann Dämpfungen von über -20dB über 25% einer Bandbreite realisieren. Durch das Hinzufügen weiterer Schichten kann wiederum die Bandbreite verbessert werden.

Die Dämpfungseigenschaften der verwendeten Materialien können weiterhin durch den Einsatz von verlustbehafteten Füllstoffen, welche kapazitive und induktive Eigenschaften besitzen, modifiziert werden. Weiterhin kommt es zu Widerstandsverlusten aufgrund der Leitfähigkeit der verwendeten Materialien. Die effektiven Eigenschaften der einzelnen Widerstandsschichten hängen vor allem von deren Wandstärken und deren Abständen zueinander ab. Bei Verwendung mehrerer Schichten treten zusätzlich Mehrfach-Streuungseffekte auf, welche die effektive Absorption, aufgrund von Streuverlusten, verbessern[16].

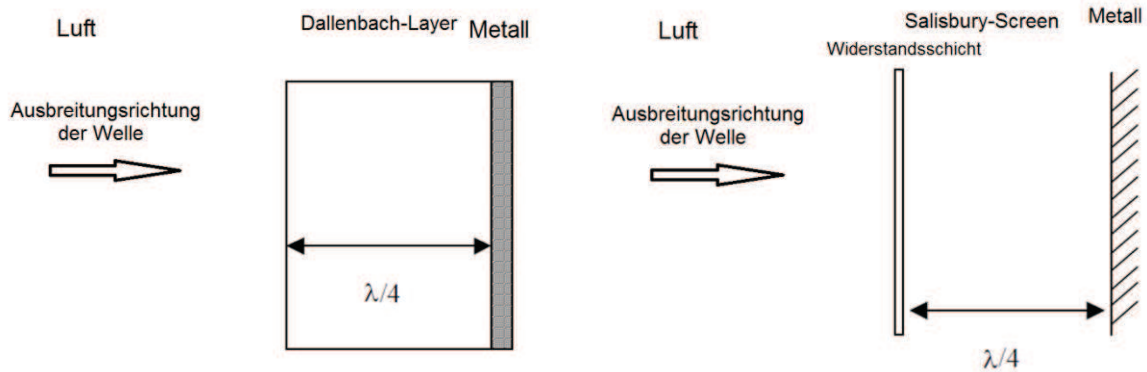


Abbildung 9: Darstellung des Aufbaus von Dallenbach-Layer (links) und Salisbury-Screen (rechts)[16]

3.4 Applikation von RAM in Faserverbunden

Wie aus dem Kap. 3.3 hervorgeht, gibt es zahlreiche Ansätze, welche die Dämpfung und Absorption elektromagnetischer Strahlung ermöglichen. Allerdings eignet sich keine der beschriebenen Methoden allein für eine Anwendung im Faserverbund von Rotorblättern. Vor allem die vorgegebene Wandstärke von ca. 5 mm (bei Wellenlängen von ca. 100 mm) schränkt die Anwendung der in Kap 3.3 vorgestellten Methoden sehr ein. In Folge dessen entfallen die resonanten Absorber für die Anwendungen im Rahmen dieser Arbeit. An der äußeren Form der Rotorblätter können ebenfalls keine Modifikationen vorgenommen werden, um die aerodynamischen Eigenschaften nicht negativ zu beeinflussen. Das Einbringen von verlustbehafteten Füllstoffen in den Faserverbund ist somit der bevorzugte Lösungsansatz. Das Einbringen von Füllstoffen kann grundlegend auf zwei Wegen erfolgen. Zum einen durch Integration der Füllstoffe in die Matrix. Dadurch wird eine hohe Schichtdicke erreicht, da die Verteilung der Füllstoffe im gesamten Laminat realisiert werden kann. Die Nachteile dieser Methode sind jedoch eine Viskositätserhöhung der Matrix und keine Möglichkeit der Abstufung. Des Weiteren können lediglich Partikel auf Nanoebene eingesetzt werden, um eine homogene Verteilung zu gewährleisten. Die zweite Möglichkeit ist eine Zwischenschicht als Trägerstruktur für die Füllstoffe in das Laminat zu integrieren.

Im Rahmen dieser Arbeit sollten daher dotierte Zwischenschichten in die Faserverbundstruktur integriert werden. Die Impedanzschicht besteht aus einem Glasvlies mit einem Flächengewicht von 30 g/m². Als Füllstoffe wurden leitfähige, kohlenstoffbasierte Kurzfasern eingesetzt. Im Folgenden sind die Vorteile dieser Methode zusammengefasst:

- Geringes zusätzliches Flächengewicht
- Integration zwischen Fasergelege möglich
- Flexible Schichten
- Anzahl und Position variierbar
- Widerstandsschichten können auf die gewünschte Geometrie zugeschnitten werden
- Geringer Einfluss auf mechanisches Verhalten

4 Mathematisches Modell

4.1 Annahmen und Vereinfachungen

Für die Simulation und Auslegung des Multi-Layer werden folgende Annahmen bzw. Vereinfachungen vorgenommen:

- Konstante Permeabilität

Für Medien, welche nicht-ferro-magnetisch sind kann eine Permeabilität $\mu \approx 1$ angenommen werden.

- Linearpolarisierte EM-Wellen
- Infinit dünne Impedanzschicht

Bei der Simulation der einzelnen Impedanzschichten werden diese mit einer Wandstärke $d=0$ simuliert. Die reale Wandstärke beträgt vor dem Evakuieren ca. 0,2 mm.

- Homogene, ideale GFK-Schichten

Es wird ein homogener, symmetrischer GFK-Verbund vorausgesetzt.

- Verlustfreier Hohlleiter

Ein verlustfreier Hohlleiter ist eine Idealisierung und setzt eine infinite Leitfähigkeit des Hohlleiters voraus. In der Realität besitzt allerdings jedes Medium eine finite Leitfähigkeit[16].

4.2 Transmission Line Theorie (TLT)

Eine Transmission Line ist ein Zweitor-Netzwerk zwischen einem Generator und einem Empfänger. Dieses ermöglicht die Auswertung einer Probe auf welche elektromagnetische Feldgrößen einwirken. Eine Transmission Line kann mittels verschiedener Wellenleiter analysiert werden[17]. In der Abb. 10 sind die gängigsten Wellenleiter dargestellt.

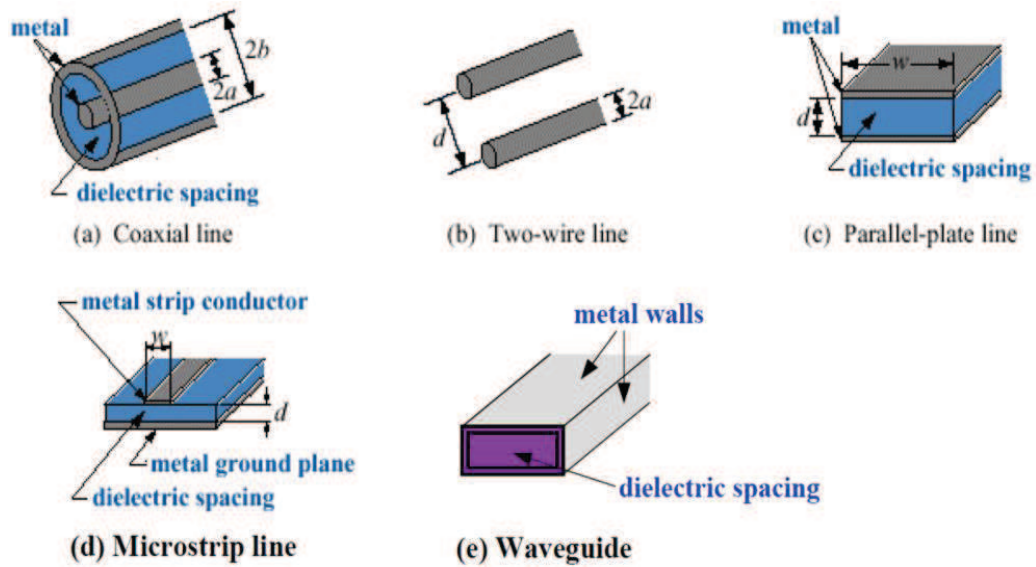


Abbildung 10: Arten von Wellenleiter[17]

Die TLT basiert darauf, dass jedes infinitesimale Element einer elektrischen Schaltung durch vier bestimmte physikalische Größen charakterisiert werden kann[17]. Die Kenngrößen einer Transmission Line sind in der Abb. 11 dargestellt.

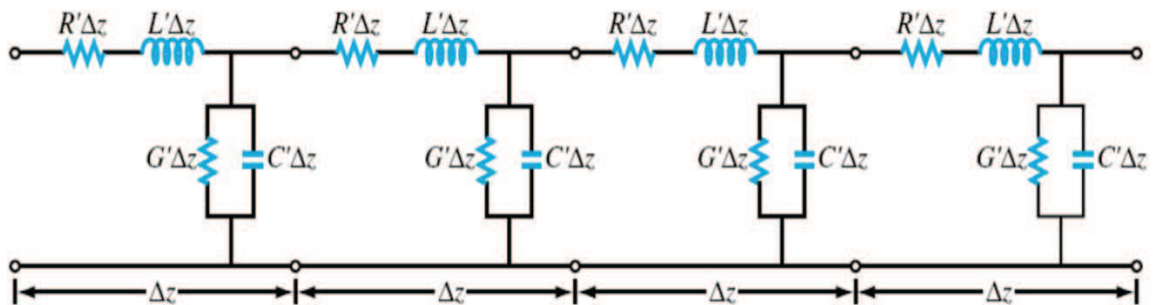


Abbildung 11: Kenngrößen der Transmission Line Theorie[17]

Die Kenngrößen sind nachfolgend aufgelistet[17]:

- R' – Widerstand pro Längeneinheit [Ω/m]
- L' – Induktivität pro Längeneinheit [H/m]
- G' – Leitfähigkeit pro Längeneinheit [S/m]
- C' – Kapazität pro Längeneinheit [F/m]

Für eine Transmission Line wird aus den physikalischen Kenngrößen eine charakteristische Impedanz η definiert [8]:

$$\eta = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (16)$$

Die charakteristische Impedanz ist komplex, da in einem Wechselfeld sowohl die Induktivität, als auch die Kapazität zeitlich veränderlich sind.

Für niedrige Frequenzen wird am häufigsten das Koaxialkabel verwendet. Impedanzen können hier durch Spannungs- und Strommessungen bestimmt werden. Dies ist im Mikrowellenbereich nicht mehr der Fall. Stattdessen erfolgt die Auswertung von Reflexion, Transmission und Absorption auf Basis der Messung von Amplitude und Phase. Für die Auswertung der Hohlleiterdaten kann die charakteristische Impedanz vereinfacht werden. Weiterhin werden die Kenngrößen durch die physikalischen Eigenschaften von elektromagnetischen Wellen ausgedrückt, da diese nur noch von den Materialkennwerten und nicht mehr von der Geometrie des Leiters abhängig sind. Für die Wellenimpedanz ergibt sich somit[8]:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (9)$$

4.3 Streumatrix und Streuparameter

In der Hochfrequenzmesstechnik wird ein Zweitor-Netzwerk durch eine Vierpolanalogie, welche die ein- und ausfallenden Größen beschreibt, dargestellt (Abb. 12). Lineare Vierpole werden meist durch eine Streumatrix beschrieben, da die Streuparameter eines linearen Vierpols in Abhängigkeit der Frequenz gemessen werden können. Die Streumatrix für ein Zweitor wird beschrieben mit[18]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

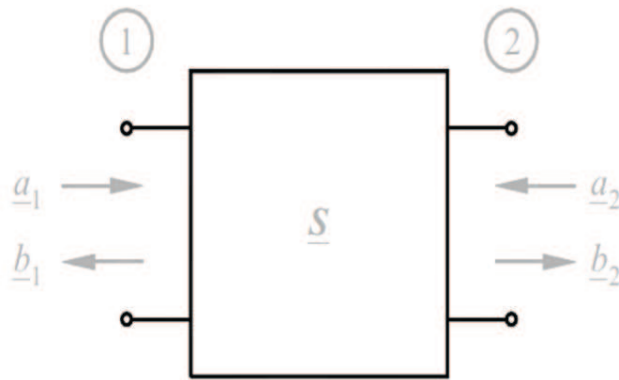


Abbildung 12: Darstellung eines Vierpols mit den ein- und ausfallenden Wellengrößen[14]

Die Auswertung der Streumatrix erfolgt unter Betrachtung der einlaufenden Wellen a_1 und a_2 und der rücklaufenden Wellen b_1 und b_2 . Diese werden in Vektorform dargestellt[19]:

$$\underline{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\underline{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

Die Streumatrix empfiehlt sich außerdem, wenn das Netzwerk nicht Strom-Spannungs-Beziehungen, sondern mittels Leistungsübertragung in Form von Wellengrößen charakterisiert werden soll. In der Mikrowellen-Übertragungstechnik wird die Streumatrix weiterhin bevorzugt, da die Bauelemente dort als ortsunabhängig betrachtet werden können.

In einer Vierpolanalogie sind die Vektoren der einlaufenden und rücklaufenden Wellen in folgender Form mit der Streumatrix verknüpft[18]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

Den Elementen der Streumatrix kann folgende Bedeutung beigemessen werden[19]:

- S_{11} – Reflexionsfaktor am Eingang
- S_{12} – Transmissionsfaktor rückwärts
- S_{21} – Transmissionsfaktor vorwärts
- S_{22} – Reflexionsfaktor am Ausgang

Aus den Streuparametern ergeben sich folgende Dämpfungen[19]:

- $10\log|S_{11}|$ – Reflexionsdämpfung am Eingang
- $10\log|S_{12}|$ – Einfügungsdämpfung rückwärts
- $10\log|S_{21}|$ – Einfügungsdämpfung vorwärts
- $10\log|S_{22}|$ – Reflexionsdämpfung am Ausgang

Der Multi-Layer besteht aus unterschiedlichen Komponenten in Form von Impedanzschichten, welche jeweils individuelle Eigenschaften besitzen. Jede dieser Schichten stellt einen Vierpol dar, für welchen sich eine separate Streumatrix ergibt. Die resultierende Streumatrix aller hintereinander geschalteten Vierpole kann aber nicht durch simple Multiplikation der einzelnen Matrizen berechnet werden. Zu diesem Zweck, werden die einzelnen Streumatrizen in Transmissionsmatrizen überführt.

Die Transmissionsmatrix $[T]$ ist ebenfalls eine Matrix deren Elemente über einlaufende und rücklaufende Wellen linear miteinander verknüpft sind. Allerdings erfolgt die Zuordnung der Elemente so, dass die jeweiligen Ausgangsgrößen eines Vierpols die Eingangsgrößen des nachfolgenden Vierpols darstellen[19]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (21)$$

Die resultierende Transmissionsmatrix ergibt sich zu[19]:

$$[T_{ges}] = [T_1][T_2][T_3] \dots [T_n] \quad (22)$$

Die Transformation der Streumatrix in eine Transmissionsmatrix ist im Folgenden dargestellt[19]:

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}) & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Da die Dämpfungsmaße aus den Einträgen der Streumatrix berechnet werden, muss die resultierende Transmissionsmatrix zum Abschluss in die resultierende Streumatrix transformiert werden. Die Transformation erfolgt nach (24)[19]:

$$[S] = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & (T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}) \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix} \quad (24)$$

4.4 Berechnung der Dielektrizitätskonstante von GFK

Im ersten Schritt der Simulation wird die frequenzabhängige Dielektrizitätskonstante für GFK ermittelt. Diese stellt einen wichtigen Kennwert und die Basis aller nachfolgenden Berechnungen dar. Die Vorgehensweise zur Berechnung der Dielektrizitätskonstante ist sowohl an die Veröffentlichung[11], als auch an die Masterarbeit von Lucas Kirsch angelehnt.

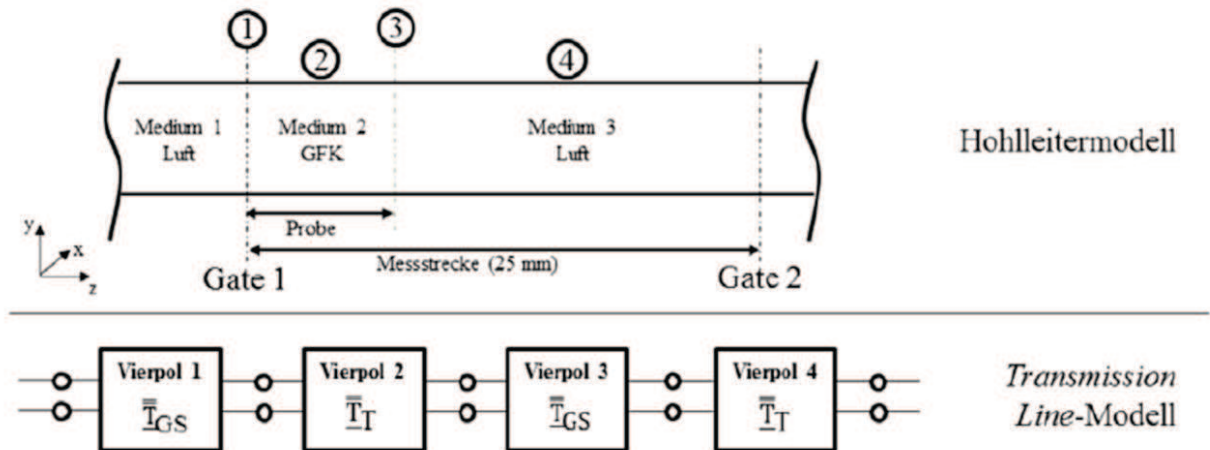


Abbildung 13: Darstellung der benötigten Parameter zur Bestimmung der Dielektrizitätszahl der untersuchten GFK-Probe und die dazugehörige Vierpolanalogie[20]

In der Abb. 13 ist die gesamte Messstrecke und die dazugehörigen Parameter zur Ermittlung der Permittivität des nativen GFK dargestellt. Die Messstrecke beinhaltet die beiden Medien Luft und GFK. Die Transmissionsmatrix der gesamten Messstrecke muss sowohl die reine Transmission im jeweiligen Medium, als auch die Phasensprünge an den Grenzschichten berücksichtigen. Es ist zu beachten, dass das GFK als homogene Einzelschicht betrachtet wird. Tatsächlich besteht das GFK aber aus einer Kombination von sechs Schichten Glasfasergelege und einem Matrixsystem.

Die resultierende Transmissionsmatrix über die gesamte Messstrecke des Zweitornetzwerkes ergibt sich zu:

$$[T_{ges}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = [T_{1,2}][T_2][T_{2,3}][T_3] \quad (24)$$

Es wird davon ausgegangen, dass sich die Welle im Hohlleiter im dominanten TE_{10} -Mode ausbreitet. Mit der Frei-Raum-Wellenzahl k_0 und der Grenzwellenzahl k_c im Hohlleiter berechnet sich die Ausbreitungskonstante zu[11]:

$$\beta_{(i)} = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{r(i)}^* - k_c^2} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{r(i)}^* - \left(\frac{c}{2af}\right)^2} \quad (24)$$

Somit kann die effektive Permittivität $\tilde{\varepsilon}_{r(i)}$ jeder Einzelschicht definiert werden[11]:

$$\tilde{\varepsilon}_{r(i)} = \varepsilon_{r(i)}^* - \left(\frac{c_r}{2af}\right)^2 \quad (24)$$

Hierbei stellt c_r die relative Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im Hohlleiter mit der Breite a dar. Zum Beschreiben des Transmissionsverhaltens durch die verschiedenen Medien der gesamten Messstrecke werden 2 Arten von Transmissionsmatrizen benötigt. Die erste Matrix beschreibt die Transmission durch ein homogenes Medium mit der Dicke $d_{(i)}$ [11]:

$$[T_i] = \begin{bmatrix} e^{(-j\beta_{(i)}d_{(i)})} & 0 \\ 0 & e^{(j\beta_{(i)}d_{(i)})} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Die zweite Matrix beschreibt die Transmission an der Grenzschicht beim Übergang zwischen 2 Medien[11]:

$$[T_{i-1,i}] = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)}} + \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i)}}}{2\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)} * \tilde{\varepsilon}_{r(i)}}} & \frac{\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)}} - \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i)}}}{2\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)} * \tilde{\varepsilon}_{r(i)}}} \\ \frac{\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)}} - \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i)}}}{2\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)} * \tilde{\varepsilon}_{r(i)}}} & \frac{\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)}} + \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i)}}}{2\sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r(i-1)} * \tilde{\varepsilon}_{r(i)}}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Die Transformation der resultierenden Transmissionsmatrix zur resultierenden, simulierten Streumatrix erfolgt nach (24).

Die Permittivität wird nun mit Hilfe der Brute-Force-Methode zurückgerechnet. Diese beruht darauf, dass für die gesuchten Materialkennwerte jede Möglichkeit simuliert und mit den tatsächlich gemessenen Werten über eine Distanzfunktion miteinander verglichen werden. Da diese Schritte für jeden Frequenzpunkt durchgeführt werden muss, ergibt sich sehr schnell ein hoher Rechenaufwand. Aus diesem Grund wird für die gesuchten Parameter ein grober Lösungsraum vorgegeben. Der Lösungsraum lässt sich anschließend mit Hilfe der Distanzfunktion weiter eingrenzen. Die benötigten, realen Streumatrizen erhält man direkt aus der Vermessung der Proben im Hohlleiter. Die Messdaten der nativen GFK-Proben sind der Masterarbeit von L. Kirsch entnommen[20]. Es wurde der Mittelwert aus der Simulation von jeweils zwei Proben mit $d = 5 \text{ mm}$ und $d = 10 \text{ mm}$ bestimmt.

Der Vergleich der simulierten mit der gemessenen Streumatrix erfolgt mit der Distanzfunktion[20]:

$$dist = |S_{sim,11} - S_{mess,11}|^2 + |S_{sim,12} - S_{mess,12}|^2 + |S_{sim,21} - S_{mess,21}|^2 + |S_{sim,22} - S_{mess,22}|^2 \quad (24)$$

Das Ergebnis mit der geringsten Distanz stellt die gesuchten Materialkennwerte dar. Die zurückgerechneten Werte der Permittivität für das GFK sind in Abb.14 in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Der Realteil ϵ' der Permittivität zeigt einen linearen Verlauf und steigt mit zunehmender Frequenz langsam an. Der Imaginärteil ϵ'' weist einen hohen Anstieg bis zu einer Frequenz von 2,9 GHz auf. Dort wird ein Maximum erreicht. Mit weiter steigender Frequenz sinkt der Wert langsam ab.

In der Tabelle 3 ist die berechnete Permittivität im Vergleich zu einigen Herstellerangaben in Abhängigkeit der Frequenz aufgelistet. Die Herstellerangaben weisen untereinander bereits eine leichte Varianz auf. Ein Grund dafür kann die bereits angesprochene Annahme sein, dass das GFK als homogene Einzelschicht betrachtet wird. Der Realteil ϵ' der berechneten Permittivität stimmt weitestgehend mit den Herstellerangaben überein. Der Verlustfaktor ϵ'' liegt etwas über den Vergleichswerten.

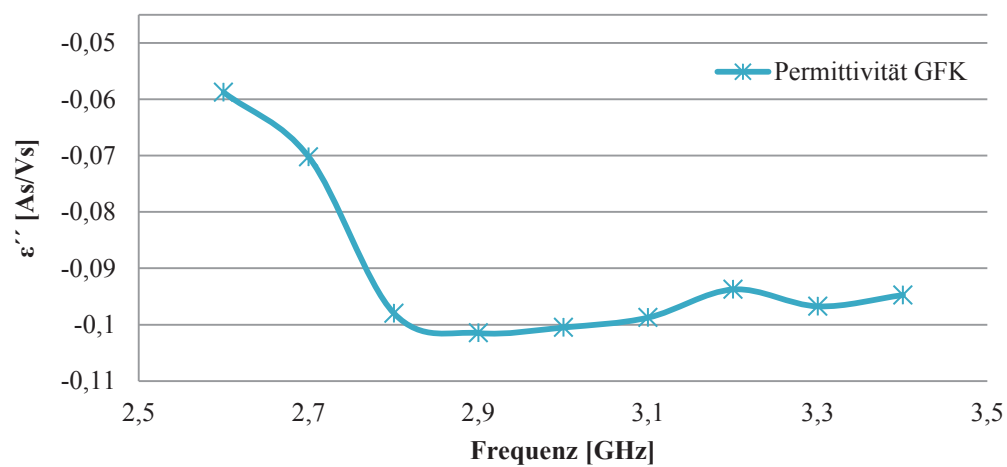
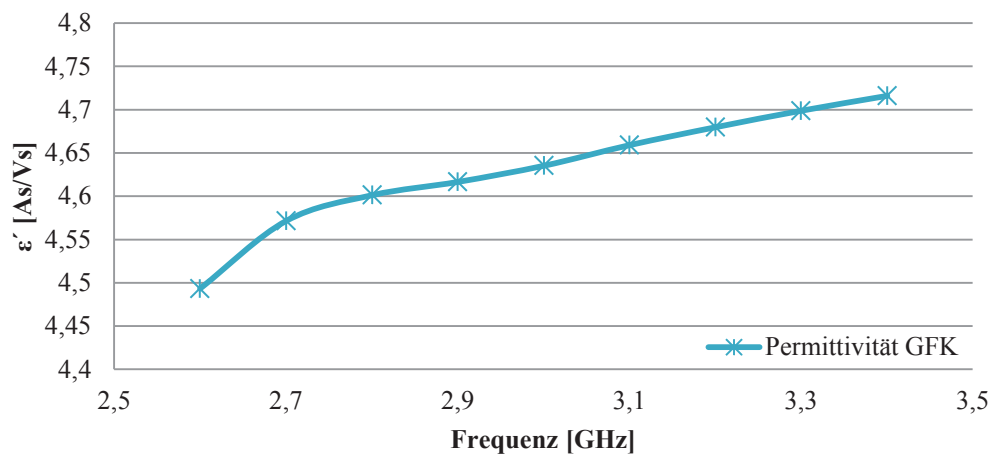


Abbildung 14: Berechnete Permittivität für GFK; Realteil (oben); Imaginärteil (unten)

Tabelle 3: Vergleich der berechneten Permittivität von GFK mit Herstellerangaben

Frequenz [Hz]	ϵ'	ϵ''	Quelle
$2,7 \cdot 10^9 - 3,4 \cdot 10^9$	4,49 – 4,71	$-5,87 \cdot 10^{-2} - -9,47 \cdot 10^{-2}$	berechnet
50	5,5	$13 \cdot 10^{-3}$	[21]
10^6	5,8 – 6,7		[22]
50	< 5	$13 \cdot 10^{-3}$	[23]
10^6	4,5 – 4,9	$20 \cdot 10^{-3}$	[24]

4.5 Simulation des Multilayers

Bevor die Simulation der Multilayer erfolgen kann, sind die ins GFK integrierten Impedanzen zu charakterisieren. Dazu muss das bestehende Transmission Line Modell erweitert werden. Der auszuwertende Parameter einer einzelnen im GFK integrierten Impedanzschicht ist die komplexe Wellenimpedanz (komplexer Feldwellenwiderstand). Die Schichten sind jeweils mit einer spezifischen Menge an Füllstoffen dotiert und werden im Modell als ideal mittig positioniert angenommen. Eine weitere Idealisierung besteht darin, dass die Dicke der integrierten Schicht mit null festgelegt ist. Das erweiterte Hohlleitermodell und die dazugehörige Vierpolanalogie sind in Abb. 15 dargestellt.

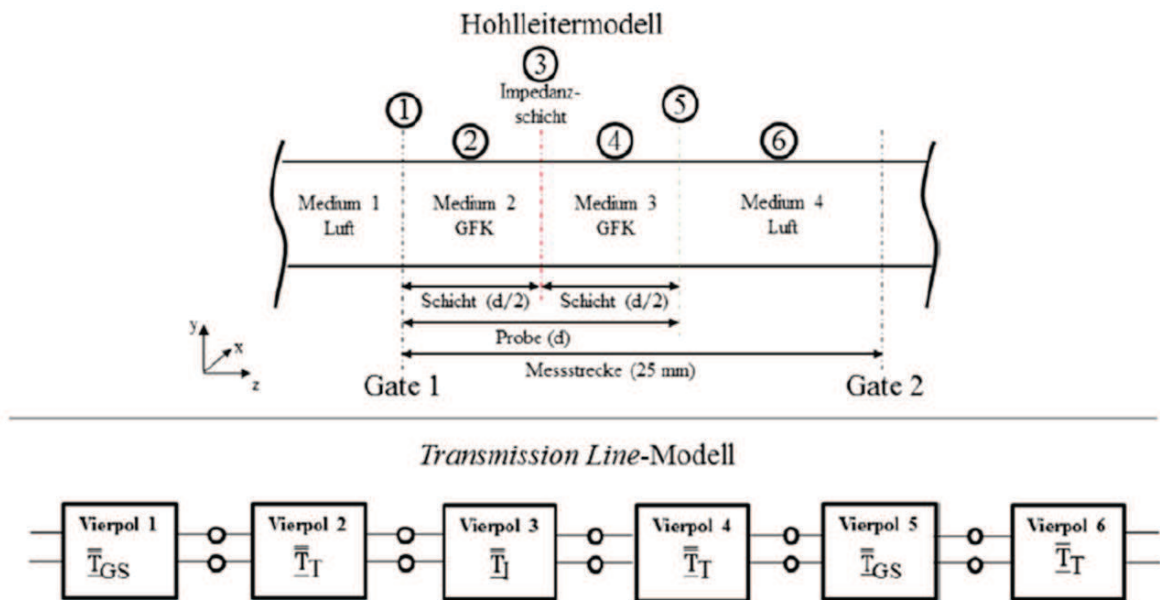


Abbildung 15: Hohlleiter-Modell und dazugehörige Vierpolanalogie zur Berechnung der Feldwellenwiderstände einzelner integrierter Impedanzschichten[20]

Die resultierende Transmissionsmatrix ergibt sich somit zu:

$$[T_{ges}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = [T_{1,2}][T_2][T_3][T_4][T_{4,5}][T_5] \quad (24)$$

Für die mathematische Charakterisierung der Impedanzschichten wird der Feldwellenwiderstand verwendet. Die Streumatrix zur Variation der Feldwellenwiderstände ist gegeben mit[9]:

5 Charakterisierung der Absorberschichten

5.1 Charakterisierung und Selektion der Füllstoffe

Grundvoraussetzung für eine Dämpfung in einem Absorbersystem bei geringen Schichtdicken ist die Wechselwirkung der Füllstoffe mit elektromagnetischer Strahlung. Dazu müssen die Füllstoffe selbst elektrische oder magnetische Eigenschaften aufweisen. Nur wenige Materialien weisen jedoch magnetische Eigenschaften auf. Zu diesem zählen vor allem ferritische Werkstoffe. Diese haben aber den Nachteil einer hohen Dichte, weshalb deren Einsatz für Leichtbauanwendungen problematisch ist. Im Rahmen dieser Arbeit sollen daher die elektrischen Eigenschaften, insbesondere die elektrische Leitfähigkeit, im Blickpunkt stehen. Weiterhin sollen die verwendeten Materialien polarisierbar sein. Das Ausrichten von Ladungen in einem Medium, hervorgerufen durch eine äußere Anregung, führt zu zusätzlichen Verlusten.

Die Größe der verwendeten Füllstoffe wird weiterhin durch die Maschenweite der Trägerstruktur eingeschränkt, weshalb diese eine Mindestgröße aufweisen müssen. Aufgrund dessen kommen für diese Methode Füllstoffe in Partikelform nicht in Frage, da diese während des Beschichtungsprozesses in hohem Maß durch die Maschen fallen. Somit ist eine Regulierung der Flächengewichte nicht realisierbar. Die Auswahl der Füllstoffe fiel daher auf kohlenstoffbasierte Kurzfasern. Ein weiterer wichtiger Faktor ist die lokale Beschränkung der elektrischen Leitfähigkeit. Die leitfähigen Füllstoffe dürfen keinen zusammenhängenden Leitungsstrang bilden. Die Widerstandsschichten weisen andernfalls dieselben Reflexionseigenschaften auf, wie jene Komponenten, welche die Radarverträglichkeit in besonderem Maß negativ beeinflussen. Die Fasern werden deshalb mit Polyvinylbutyral (PVB) beschichtet. PVB ist ein Dielektrikum, welches die einzelnen Fasern voneinander isoliert.

Untersuchungsgegenstände dieser Arbeit sind Kohlekurzfasern aus PAN und Pech. Die Eigenschaften der verwendeten Fasern sind in der Tabelle 4 aufgeführt.

Tabelle 4: Eigenschaften von PAN- und Pechkurzfasern [20, 25, 26]

Eigenschaften	PAN	Pech
Dichte [g/cm ³]	1,8	2,2
Länge [mm]	6	6
Durchmesser [μm]	7	11
Spezifischer elek. Widerstand [μΩm]	15	1,0 – 7,0
E-Modul [GPa]	240	900

5.2 Herstellung der Impedanzschichten

Der erste Schritt für die Fertigung der Multilayer ist die Herstellung von einzelnen Impedanzschichten, mit variierender Füllstoffmenge. Hierbei ähnelt der Herstellungsprozess einem Schöpfverfahren. Die PAN-Fasern konnten im Lieferzustand verarbeitet und später vollständig dispergiert werden. Die Pech-Fasern lagen dagegen zu einem hohen Anteil als Rovings vor. Der Grund hierfür ist das Verschweißen der Faserenden während des Zuschneidens. Die Verarbeitung der Pech-Fasern erwies sich dadurch als problematisch. Aufgrund ihres hohen E-Moduls sind die Pech-Fasern sehr bruchanfällig. Selbst bei geringen Intensitäten brach ein Großteil der Fasern während der Verarbeitung im Ultraschallbad. Als Folge daraus konnten die ursprünglichen Faserlängen nicht erhalten werden. Ebenso war ein vollständiges Auftrennen der Kurzfaserbündel auf diese Weise nicht möglich. Stattdessen erfolgte ein manuelles Auftrennen der Kurzfaserbündel, wobei es dadurch ebenfalls sowohl zum Bruch, als auch zur Pulverisierung der Fasern kam (Abb. 17).

Zunächst wurden die Fasern in Aceton in einem Verhältnis von 100 g Aceton zu 0,5 g Fasern vorgewaschen, um jede Art von Verunreinigung zu entfernen. Dies ist wichtig, damit sich das PVB vollständig auf den Fasern ablagern und an diesen haften kann. Das Vorwaschen der PAN-Fasern erfolgte im Ultraschallbad über 30 Minuten bei hoher Intensität (Stufe 10). Mit einer Pipette wurde anschließend ein dünner Film an der Oberfläche des Acetons entfernt.

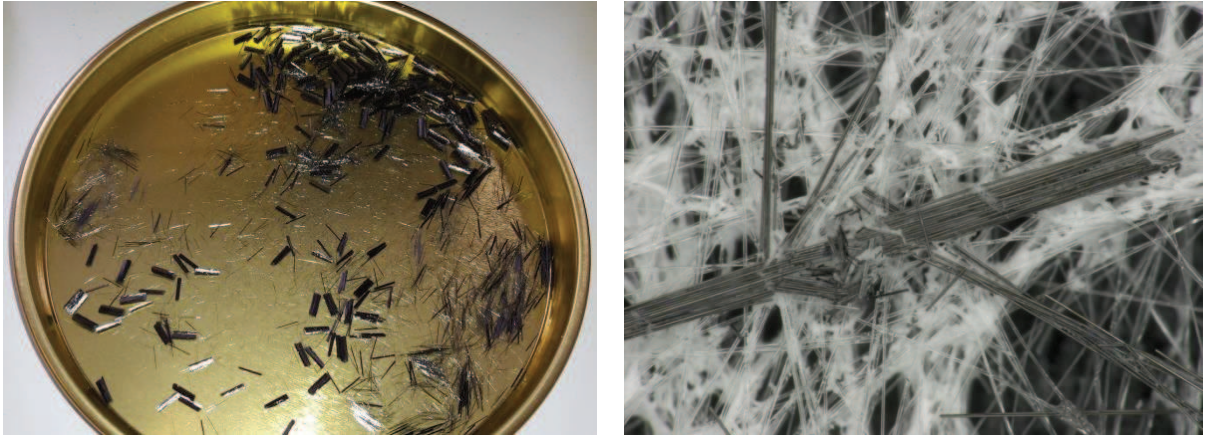


Abbildung 17: Manuelles Auftrennen der Pech-Rovings (links), gebrochene PECH-Fasern auf der Impedanzschicht (rechts)

Das Trocknen der Fasern erfolgte bei Raumtemperatur. Aus den genannten Gründen wurde auf die Nutzung des Ultraschallbades (Abb.18, 1) bei der Verarbeitung der Pech-Fasern vollständig verzichtet. Das Vorwaschen erfolgte manuell mittels Rührstäbchen. Das PVB liegt im Ausgangszustand in Pulverform vor und muss in Ethanol gelöst werden. Dies geschah in einem Mischungsverhältnis von 100 g Ethanol auf ein Gramm PVB und unter Einsatz eines Magnetrührers bei ca. 1000 U/min. Im nächsten Schritt folgte das Dispergieren der Fasern in der PVB-Ethanol-Lösung. Das PVB diente hierbei ebenfalls als Dispergiermittel. Die Dispersion der PAN-Faser erfolgte wiederum problemlos im Ultraschallbad (Abb. 14), wohingegen die Pech-Fasern lediglich mittels Magnetrührer dispergiert wurden.

Als Trägerstruktur kam ein Glasvlies mit einem Flächengewicht von 30 g/m² zum Einsatz. Das Beschichten des Vlieses erfolgte in einem Acrylglasbehälter (3) mit einer Innenkanntenlänge von 317x317x250 mm³ (Abb. 18). Dieser besitzt Bohrungen auf der Unterseite, durch welche die PVB-Ethanol-Lösung abfließen konnte. Das Vlies wurde zunächst auf einem Lochblech (7) mittels Klebestreifen fixiert, um das spätere Aufschwemmen zu verhindern. Damit das Lochblech im Behälter platziert und wieder entnommen werden kann, besitzt dieses eine Abmessung von 312x312 mm². An den vier Innenwänden befindet sich jeweils eine Auflage (8) auf welche das Lochblech aufgelegt wird. Um ein Abfließen der Faserdispersion durch den Randspalt zu vermeiden, wird dieser ebenfalls mit Klebestreifen abgedichtet. Um eine homogene Verteilung der Fasern auf dem Vlies zu gewährleisten, muss der Behälter im Voraus bis mindestens 50 mm oberhalb des Lochbleches befüllt werden (6).

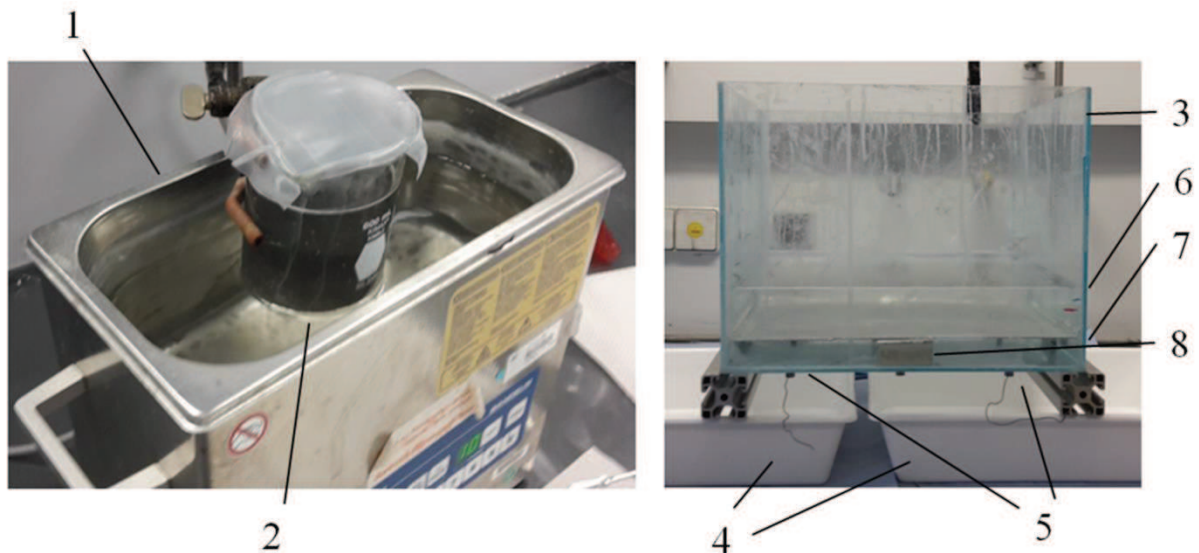


Abbildung 18: Dispersion der PAN-Fasern im Ultraschallbad (links) und Beschichtung der Trägerstruktur im Acrylglasbehälter; 1) Mit Wasser gefülltes Ultraschallbecken, 2) Faserdispersion, 3) Acrylglasbehälter, 4) Auffangbecken, 5) Stopfen, 6) Füllstand, 7) Lochblech mit fixiertem Trägervlies, 8) Lochblechauflage

Zum Befüllen wurde zunächst reines Ethanol benutzt, bzw. im späteren Verlauf die in den Auffangbehältern (4) gesammelte Lösung wiederverwendet. Das Befüllen des Behälters muss mit äußerster Vorsicht erfolgen, da das getränkte Vlies sehr reißempfindlich ist. Weiterhin können sich während des Füllvorganges Luftblasen unterhalb des Vlieses bilden, welche dieses ebenfalls beschädigen können. Nach der Verteilung der Faserdispersion im Behälter, werden die vier äußeren Stopfen (5) gezogen, wodurch das Ethanol gleichmäßig abfließt. Nach der Entnahme des Lochbleches muss die Restlösung abtropfen, bevor das beschichtete Vlies vom Lochblech getrennt und zum Trocknen aufgehängt werden kann. Der Trockenvorgang dauert ca. 20 min.

5.3 Charakterisierung der Impedanzschichten

In der Abb. 19 sind die Schwierigkeiten dieser Beschichtungsmethode zu erkennen. Die dargestellte Impedanzschicht wurde bei einem Füllstand von lediglich 30 mm oberhalb des Lochbleches durchgeführt. Hierbei kam es lokal zu Faseranhäufungen(1), welche sowohl auf den geringen Füllstand, als auch auf das Gießverhalten der Faserdispersion zurückzuführen sind. An den Rändern des Vlieses sind die mittels Tesafilm abgeklebten Streifen(3) sehr gut zu erkennen. Die hier entstanden Faseranhäufungen, mussten im Nachhinein ebenfalls

weggeschnitten werden. Durch das Lösen des Tesafilms können Tropfen(2) der Lösung auf das Vlies fallen, welche zusätzliche Fehlstellen verursachen.

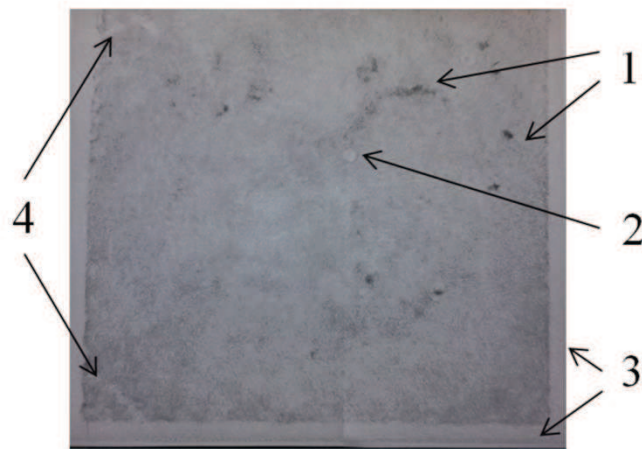


Abbildung 19: Mit PAN-Fasern beschichtete Impedanzschicht mit einer Füllstoffmenge von $0,8 \text{ g/m}^2$; 1) Faseranhäufungen, 2) Tropfen, 3) Randbereiche, 4) Durch das Ablösen des Klebestreifens entstandene Fehlstellen

Mittels 4-Punkt-Messung wurden die Leitfähigkeiten der Impedanzschichten bei variierenden Füllstoffgehalten ermittelt. Die Ergebnisse sind für PAN-Fasern in Abhängigkeit des Flächengewichts in der Abb. 20 dargestellt.

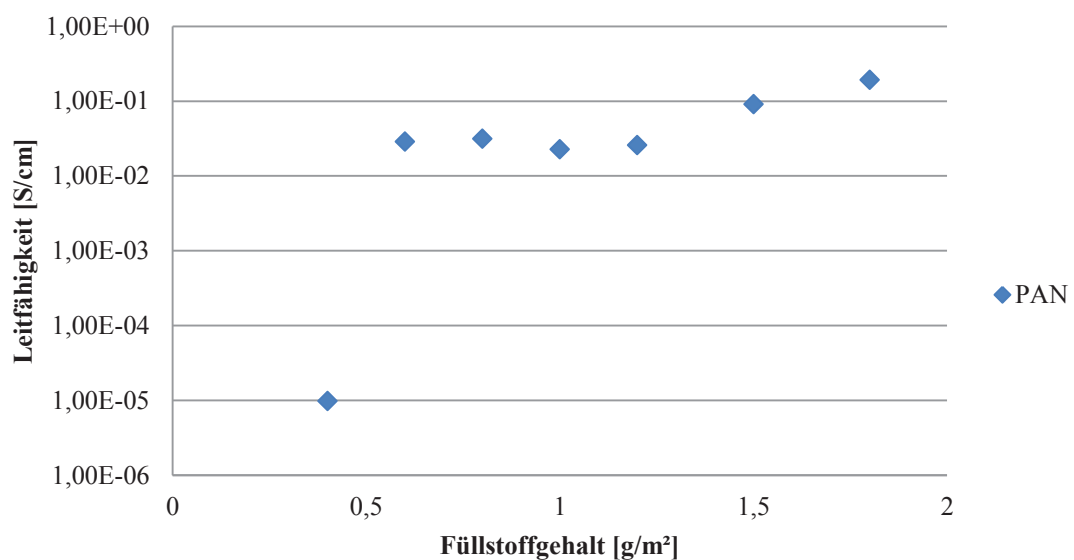


Abbildung 20: Darstellung der Leitfähigkeit der Impedanzschicht in Abhängigkeit des PAN-Füllstoffgehaltes

Die Leitfähigkeit steigt ab einem Füllstoffgehalt von 0,6 g/m² stark an. Bei weiterer Erhöhung des Füllstoffgehaltes nimmt sie weiter leicht zu. Für PECH-Fasern konnte selbst bei hohen Füllstoffmengen keine globale Leitfähigkeit erfasst werden. Dies lässt sich mit der Gesamtverteilung der PECH-Fasern auf dem Trägermaterial begründen. In der Abb. 21 sind zum Vergleich jeweils ein mit PAN- und ein mit PECH-Fasern dotiertes Vlies dargestellt. Die Füllstoffmenge beträgt für beide Proben 1,8 g/m². Die unterschiedliche Verteilung der Fasern ist deutlich zu erkennen. Während die PAN-Fasern nahezu homogen verteilt sind, liegen die PECH-Fasern teilweise in Bündeln vor.

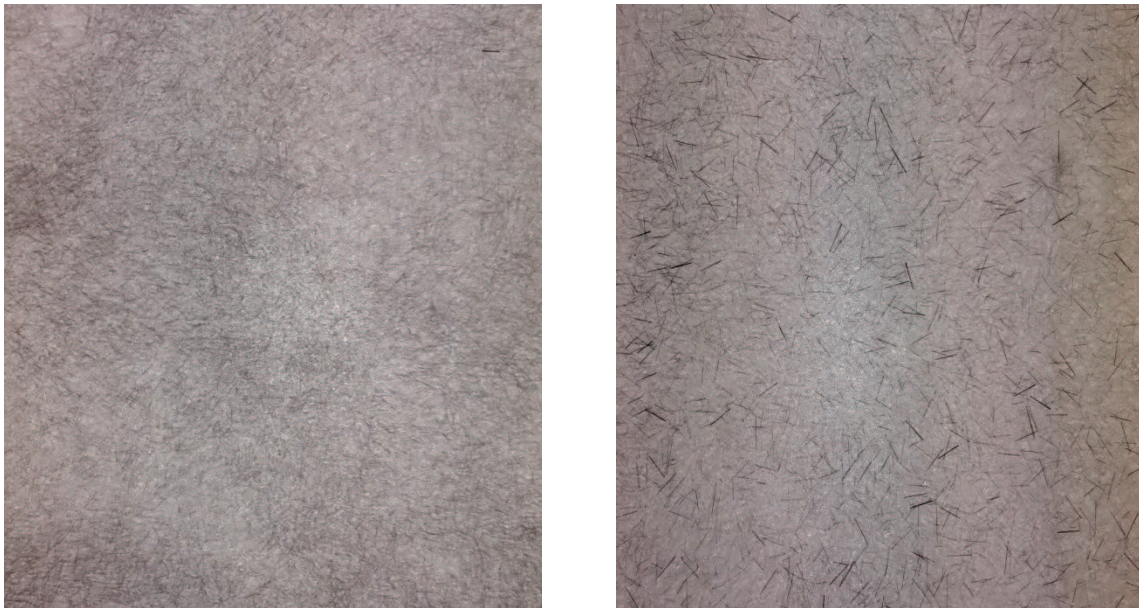


Abbildung 21: Mit 1,8 g/m² beschichtetes Vlies, PAN-Faser (links), PECH-Fasern (rechts)

5.4 Herstellung des GFK-Platten

Die GFK-Platten werden mittels VAP-Verfahren (Vacuum Assisted Process) hergestellt. Die Fertigung ist hierbei an die membranunterstützte Vakuuminfusion der Firma EADS angelehnt[27]. Die GFK-Platten bestehen aus Glasfasergelege (Saertex Biax 1212 g/m²) und einem epoxidharzbasiertem Matrixsystem (Harz: Araldite LY 564, Härter: Aradur 22962).

Zur Herstellung der Proben mit einer Dicke von 5 mm werden sechs Lagen Glasfasergelege benötigt. Das Zuschneiden der Gelege erfolgt auf dem G3 Digital Cutter der Firma Zünd Systemtechnik. Der Vakuumaufbau ist in der Abb. 22 dargestellt.

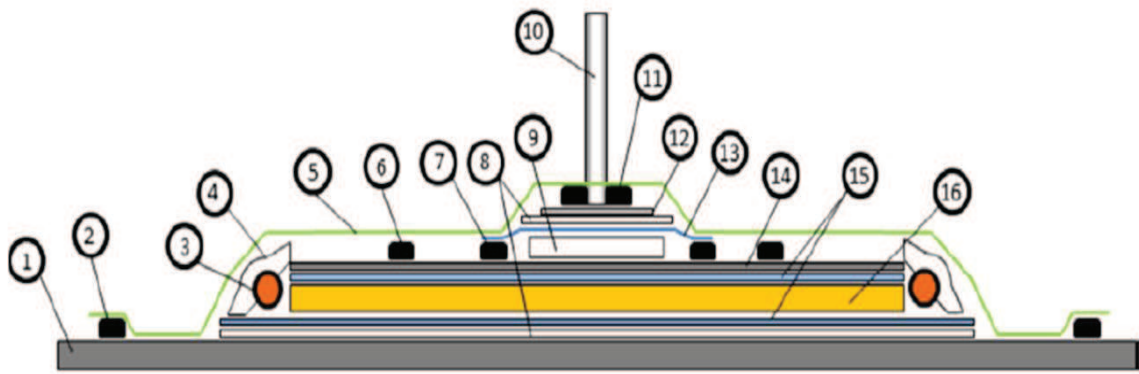


Abbildung 22: Schematische Darstellung des Vakuumaufbaus[20]; 1) Grundplatte, 2) Siegelring, 3) Spiralschlauch, 4) Silikonkanal, 5) Vakuumfolie, 6) Siegelring, 7) Siegelring, 8) Fließhilfe, 9) Saugvlies, 10) Saugstutzen, 11) Siegelring, 12) Lochblech, 13) VAP-Folie, 14) Deckplatte, 15) Abreißgewebe, 16) Preform

Der Aufbau erfolgt auf einer Grundplatte (1), welche zunächst eingetrennt wird, um das spätere Lösen der GFK-Platte zu erleichtern. Im zweiten Schritt wird die Preform auf der Grundplatte platziert. Die Preform(16) beinhaltet die sechs Lagen Glasfasergelege, sowie die je nach Konfiguration gewünschten Impedanzschichten. Der Aufbau besitzt eine Gesamtabmessung von $300 \times 300 \text{ mm}^2$. Aus den jeweiligen Proben müssen letztendlich jeweils 2 Hohlleiterproben für beide Frequenzbänder herausgeschnitten werden. Die dafür benötigten Probenplatten müssen eine Mindestabmessung von $120 \times 120 \text{ mm}^2$ besitzen. Der Aufbau ermöglicht somit die Fertigung von vier Probenplatten in einem Fertigungsprozess. In der Abb. 23 ist die Zusammenstellung der Preform dargestellt. Sowohl oberhalb, als auch unterhalb der Preform sind eine Fließhilfe, sowie Abreißgewebe platziert. Das Abreißgewebe(15) sorgt für die gewünschte Oberflächenrauheit der fertigen GFK-Platten, die Fließhilfe(8) soll das Fließverhalten des Matrixsystems verbessern. Der Ringaufbau besteht aus Spiralschläuchen(3), welche um die gesamte Preform gelegt werden. Durch das Vakuum steht die Vakuumfolie(5) unter hoher Spannung, wodurch spitze Kanten oder Grate diese beschädigen können. Zum Schutz der Vakuumfolie werden die Spiralschläuche daher mit Silikon(4) verkleidet, die für den Aufbau zugeschnittene Deckplatte wird sorgfältig entgratet. Die Deckplatte(14) muss ebenfalls eingetrennt werden.

Durch den Ringanguss umströmt das Matrixsystem die gesamte Preform und kann schließlich von allen Seiten gleichmäßig zur Mitte fließen. Das Ansaugen erfolgt über einen Saugstutzen(10). Dieser wird über der VAP-Folie(13) platziert. Die VAP-Folie stellt eine

Membran dar, welche für Luft durchlässig ist, jedoch das Durchströmen des Matrixsystems verhindert. Ein unterhalb der VAP-Folie positioniertes Saugvlies(9) unterstützt einen großflächigen Ansaugvorgang. Durch die Siegelringe wird der Aufbau nach außen hin luftdicht abgeschlossen. Um das Haften der Siegelringe zu gewährleisten, sind die dafür genutzten Flächen nach dem Eintrennen mit Aceton zu reinigen. In der Abb. 23 ist der fertige Vakuumaufbau dargestellt. Die Vakuumpumpe ermöglicht die Erzeugung eines Unterdrucks von 0,7 mbar. Ein stabiler Unterdruck ist die Voraussetzung für die Förderung des Harzsystems und verhindert das Auftreten von Lufteinschlüssen im fertigen Verbund. Das Harzsystem wird im Verhältnis von 100 g Harz zu 25 g Härter angemischt und im Exsikkator entgast. Der Entgasungsprozess ist wiederum notwendig, um Lufteinschlüsse im Verbund vorzubeugen. Nach der Infusion erfolgt das Tempern des GFK-Verbundes im Ofen über fünf Stunden bei 70°C. Nach dem Aushärten kühlen die Platten bei Raumtemperatur ab. Das Zusägen und Besäumen der einzelnen Probenplatten, sowie das Entfernen der Harzreste schließen den Herstellungsprozess ab.

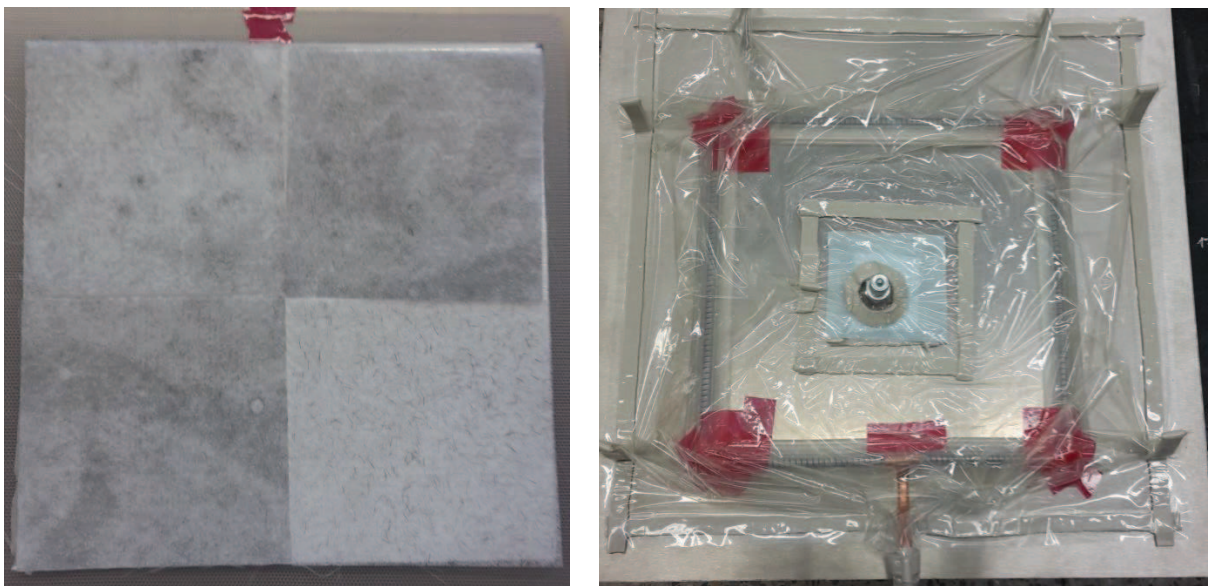


Abbildung 23: Anordnung der Impedanzschichten in der Preform für vier unterschiedliche Proben (links) und fertiger Vakuumaufbau (rechts)

6 Auslegung des Multilayers

6.1 Darstellung der Zwischenergebnisse

Die Vermessung der Proben erfolgte am Institut für Hochfrequenzmesstechnik und Radarsysteme Aufklärung und Sicherheit des DLR in Oberpfaffenhofen.

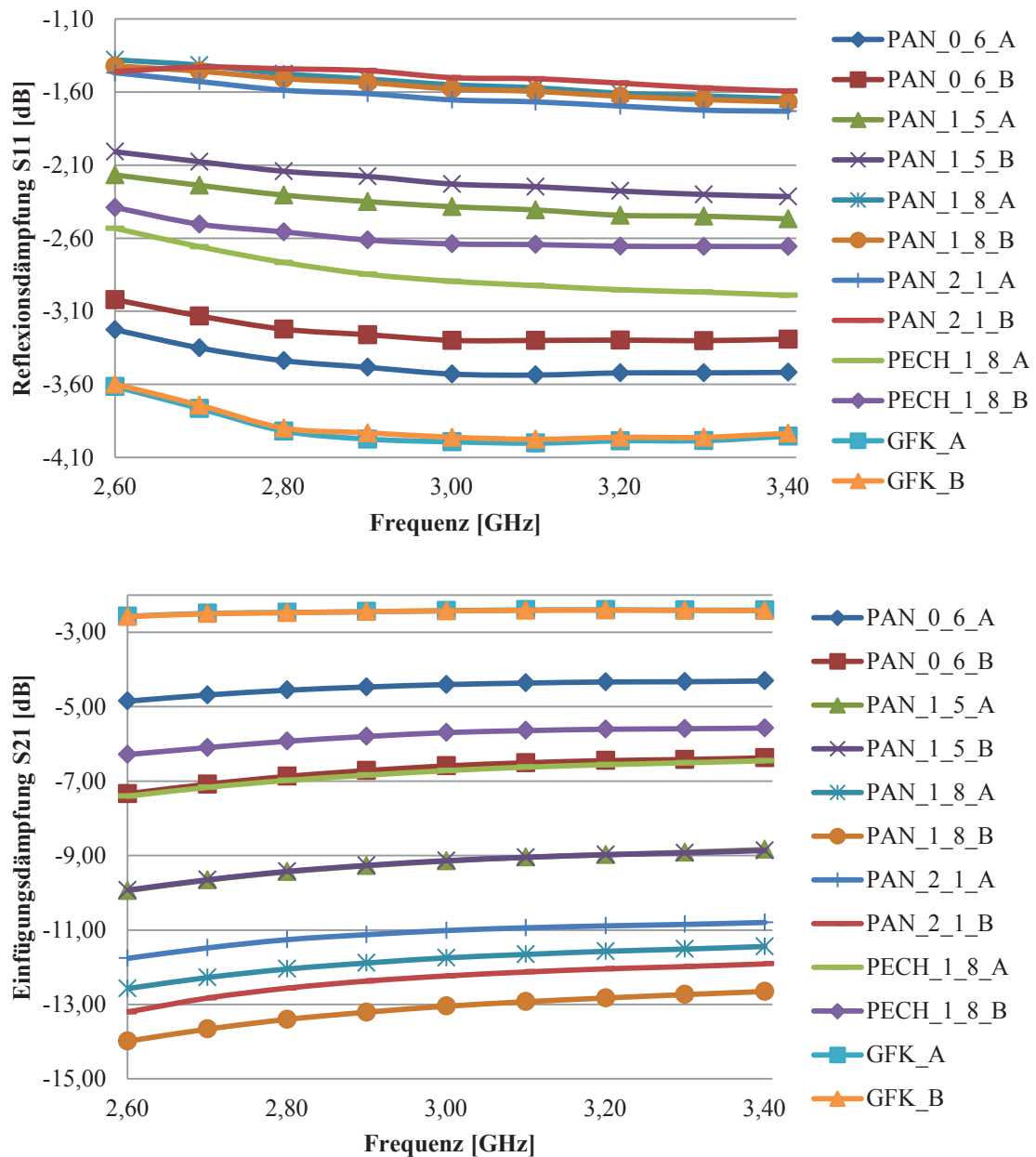


Abbildung 24: Darstellung der Messergebnisse der S-Band Messung, Reflexionsdämpfung (oben) und Einfügungsdämpfung (unten); Vergleich zu nativem GFK (GFK_A, GFK_B)[20]; Mit zunehmendem Füllstoffgehalt wird ein größerer Anteil reflektiert. In Korrelation dazu nimmt die Transmission ab. Die Dämpfungswerte sind über das gesamte Band nahezu konstant.

In der Abb. 24 sind die Messdaten der Reflexions- und Einfügungsdämpfung des S-Bandes dargestellt. Zum Vergleich sind Dämpfungen einer nativen GFK-Platte (GFK_A, GFK_B) ohne Impedanzschicht eingefügt [20]. Es wurden jeweils zwei Proben jedes Füllstoffgehaltes vermessen. Die Reflexionsdämpfung lässt direkte Rückschlüsse auf das Reflexionsverhalten der Proben zu. So ist dem Diagramm zu entnehmen, dass die Reflexionsdämpfung bei den nativen GFK-Platten am höchsten ist. Dies bedeutet im Umkehrschluss, dass die Füllstoffe die Reflexion zunächst einmal verstärken. Die Vermutung liegt nahe, dass ein hoher Anteil der Reflexion auf den Impedanzsprung beim Übergang zwischen Luft und GFK-Grenzschicht zurückzuführen ist. Eine hohe Einfügungsdämpfung bedeutet dagegen keineswegs, dass eine besonders starke Absorption stattgefunden hat. Sie beinhaltet sowohl Verluste die während der Transmission entstehen, als auch Verluste aufgrund der Reflexion. Die Einfügungsdämpfung nimmt, im Gegensatz zur Reflexionsdämpfung, mit steigendem Füllstoffgehalt zu. Außerdem ist festzustellen, dass die Dämpfungen über den relevanten Frequenzbereich relativ konstant verlaufen. Um konkrete Aussagen über das Absorptionsverhalten zu treffen, müssen Reflexions- und Einfügungsdämpfung genauer betrachtet werden. Dafür erfolgt die Rückrechnung der Dämpfungen in die tatsächlich gemessenen Leistungen. Nach Addition der reflektierten und transmittierten Leistung verbleibt die Verlustleistung als Differenz zur gesendeten Gesamtleistung. Die Verlustleistung wird im weiteren Verlauf als Absorption bezeichnet.

In der Abb. 25 sind die zurückgerechneten Leistungen aller Proben für die Frequenzen von 2,7, 3,0 und 3,4 GHz dargestellt. Zur Vereinfachung sind jeweils die gemittelten Werte aufgeführt. Das native GFK reflektiert beispielsweise bei einer Frequenz von 2,6 GHz ca. 43,6 % der gesendeten Leistung, ca. 55,2% werden transmittiert. Die verbleibenden 1,2 % stellen die absorbierte Leistung dar. Die zurückgerechneten Werte der Leistungen können mit Hilfe der Dämpfungstabelle nachempfunden werden (siehe Anhang). Die Absorption kann aus verschiedenen Ursachen resultieren:

- ohmscher Widerstand
- dielektrische Polarisierung
- Streuverluste (Mehrfachreflexion)
- Dämpfung an den Hohlleiterwänden
- Interferenzen durch die an den Zwischenschichten reflektierten Teilwellen

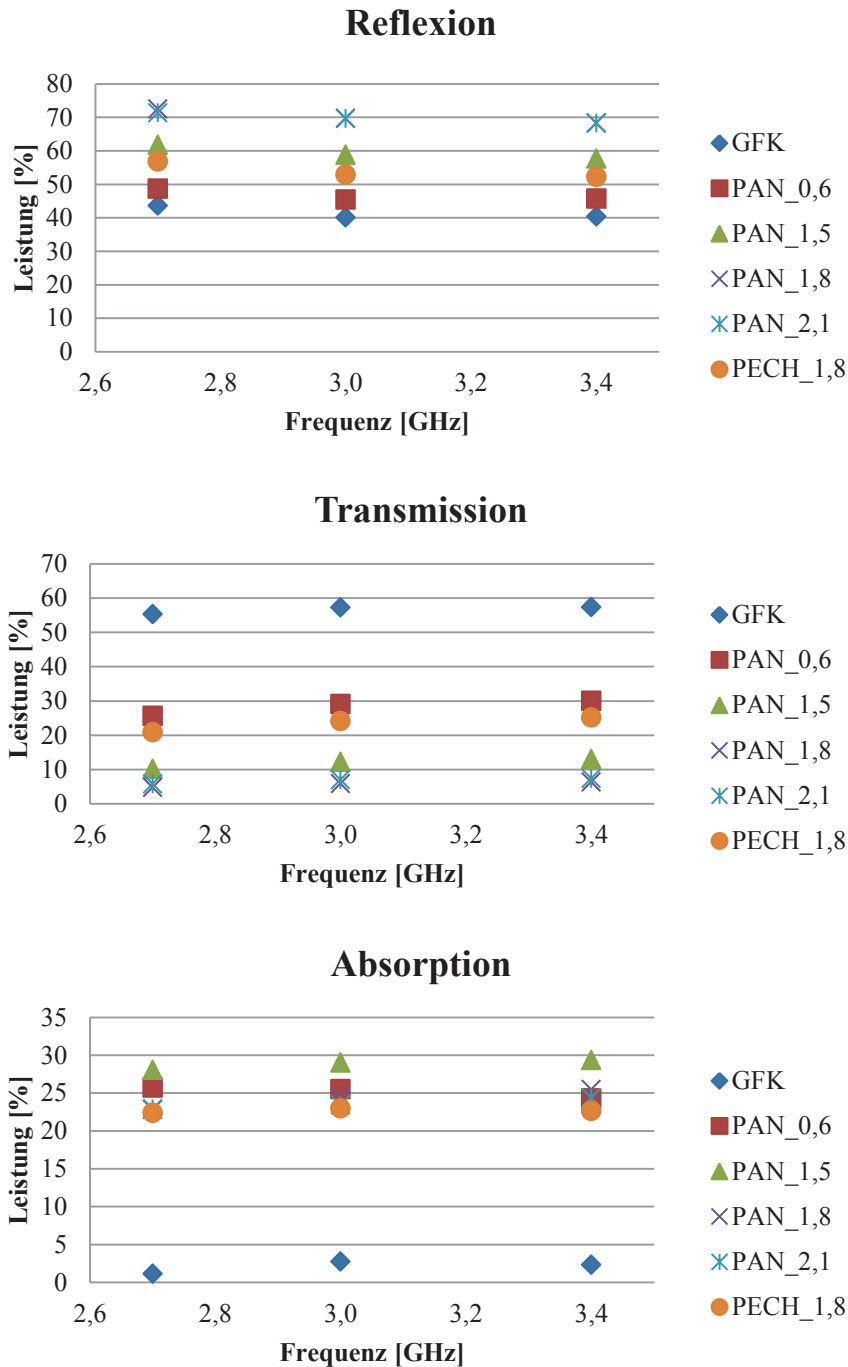


Abbildung 25: Darstellung der gemittelten reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistungen von GFK-Platten mit einer einzelnen, integrierten Impedanzschicht über den Bereich des S-Bandes; Vergleich zu nativem GFK[20]; Die Reflexion nimmt mit steigendem Füllstoffgehalt zu, bei gleichzeitiger Abnahme der Transmission. Es werden Absorptionswerte zwischen 20% und 30% erreicht. Das native GFK weist die geringste Reflexion auf, zeigt gleichzeitig keine merkliche Wechselwirkung (Absorption) mit der einfallenden Strahlung.

Bei gleicher Betrachtung der Proben mit integrierter Impedanzschicht lassen sich folgende Aussagen über das Dämpfungsverhalten treffen.

- Zunahme der Reflexion mit steigendem Füllstoffgehalt
- die Absorption ist abhängig vom Füllstoffgehalt und von der Frequenz
- die maximale Absorption tritt bei einem Füllstoffgehalt von 1,5 g/m² PAN-Fasern auf

Das Beste Verhältnis aus möglichst geringer Reflexion und gleichzeitig hoher Absorption wird mit einem Füllstoffgehalt von 0,6 g/m² PAN-Fasern erreicht. Ein Gehalt von 1,5 g/m² PAN-Faser stellt die als sinnvoll zu betrachtende Füllstoffgrenze dar, da sich mit weiter steigendem Füllstoffgehalt die Reflexion verstärkt, bei gleichzeitiger Abnahme der Absorption.

Die Abb. 26 zeigt die Dämpfungen der vermessenen Proben im Bereich des X-Bandes. Diese unterscheiden sich stark von denen des S-Bandes. Eine Referenz zu nativem GFK liegt für das X-Band nicht vor. Die Reflexionsdämpfungen steigen mit zunehmender Frequenz sehr stark an. Die Proben mit Füllstoffgehalten von 1,5 - 2,1 g/m² PAN-Fasern erreichen im oberen Frequenzbereich eine Reflexionsdämpfung von 9 - 11,5 dB. Die Dämpfungen der Proben mit Füllstoffgehalt von 0,6 g/m² PAN-Fasern und 1,8 g/m² PECH-Fasern erreichen sogar Werte von weit über 20 dB. Das Reflexions- und Transmissionsverhalten ist sehr stark von der Frequenz abhängig. Es kann über den Verlauf des Frequenzbandes ein Resonanzverhalten auftreten, welches sich durch ein Maximum oder Minimum der Dämpfung äußert. Grund dafür kann die Überlagerung der reflektierten Teilwellen an den Zwischenschichten sein. Bei den Proben mit 1,8 g/m² PECH-Fasern tritt diese Resonanz bei 11,71 bzw. 11,78 GHz auf. Auch die Proben mit 0,6 g/m² PAN-Faser weisen eine Resonanz auf, deren Maximum aber über den Verlauf des X-Bandes nicht erreicht wird. Aus der Betrachtung der Einfügungsdämpfungen (Abb. 26 unten) wird deutlich, dass die Transparenz sämtlicher Proben mit steigender Frequenz stark zunimmt.

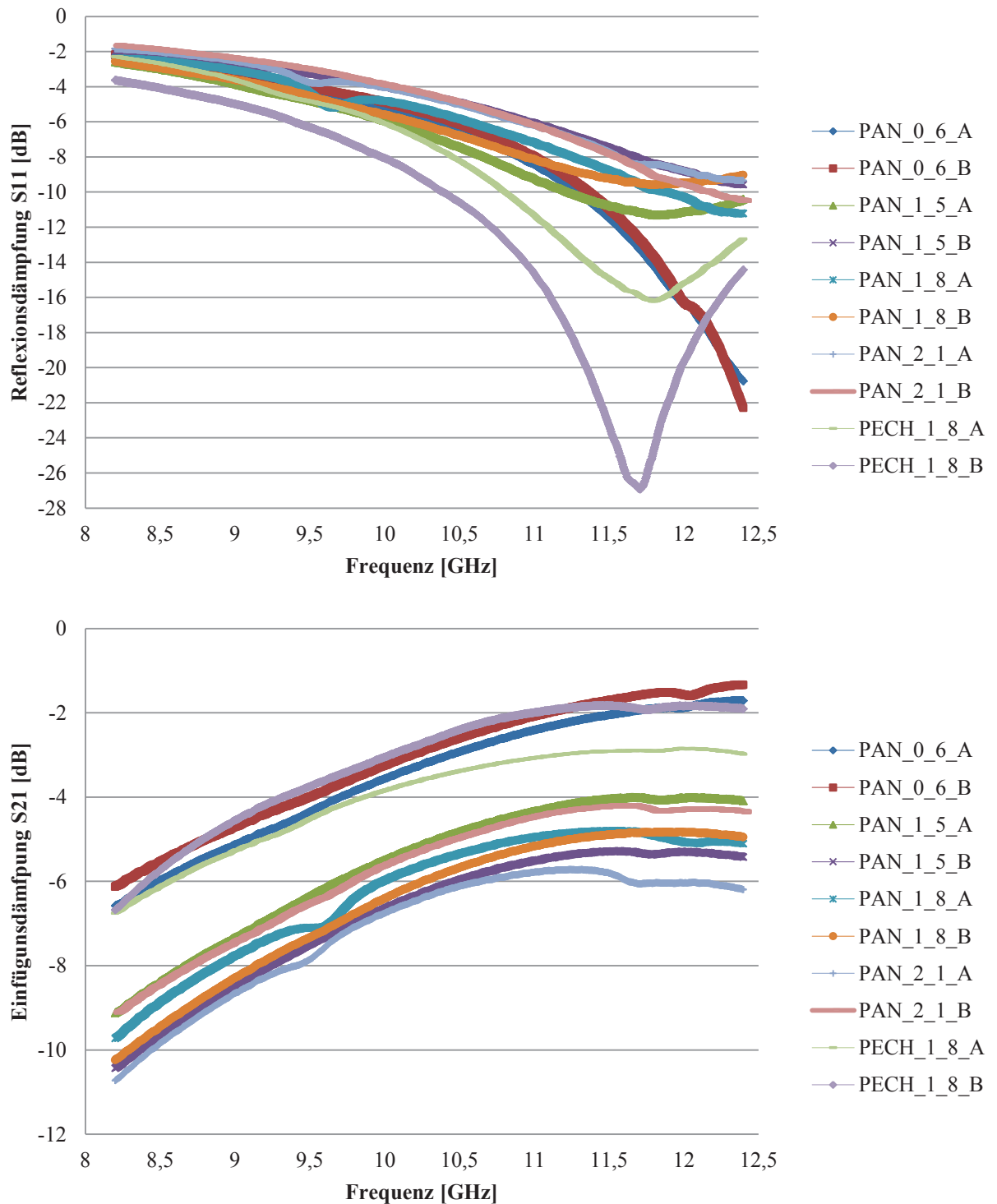


Abbildung 26: Dämpfungen der X-Band Messung, Reflexionsdämpfung (oben) und Einfügungsdämpfung (unten); Im Vergleich zum S-Band sind die Dämpfungswerte nicht konstant. Die Transmission nimmt mit steigender Frequenz zu. Bei ca. 11,7 GHz tritt ein Maximum der Reflexionsdämpfung für PECH_1_8_A/B auf. Grund für das resonante Verhalten sind Interferenzen der an Zwischenschichten reflektierten Teilwellen. Es ist ebenfalls resonantes Verhalten für die Proben PAN_0_6_A/B zuerkennen, das Maximum liegt jedoch außerhalb der vermessenen Bandweite.

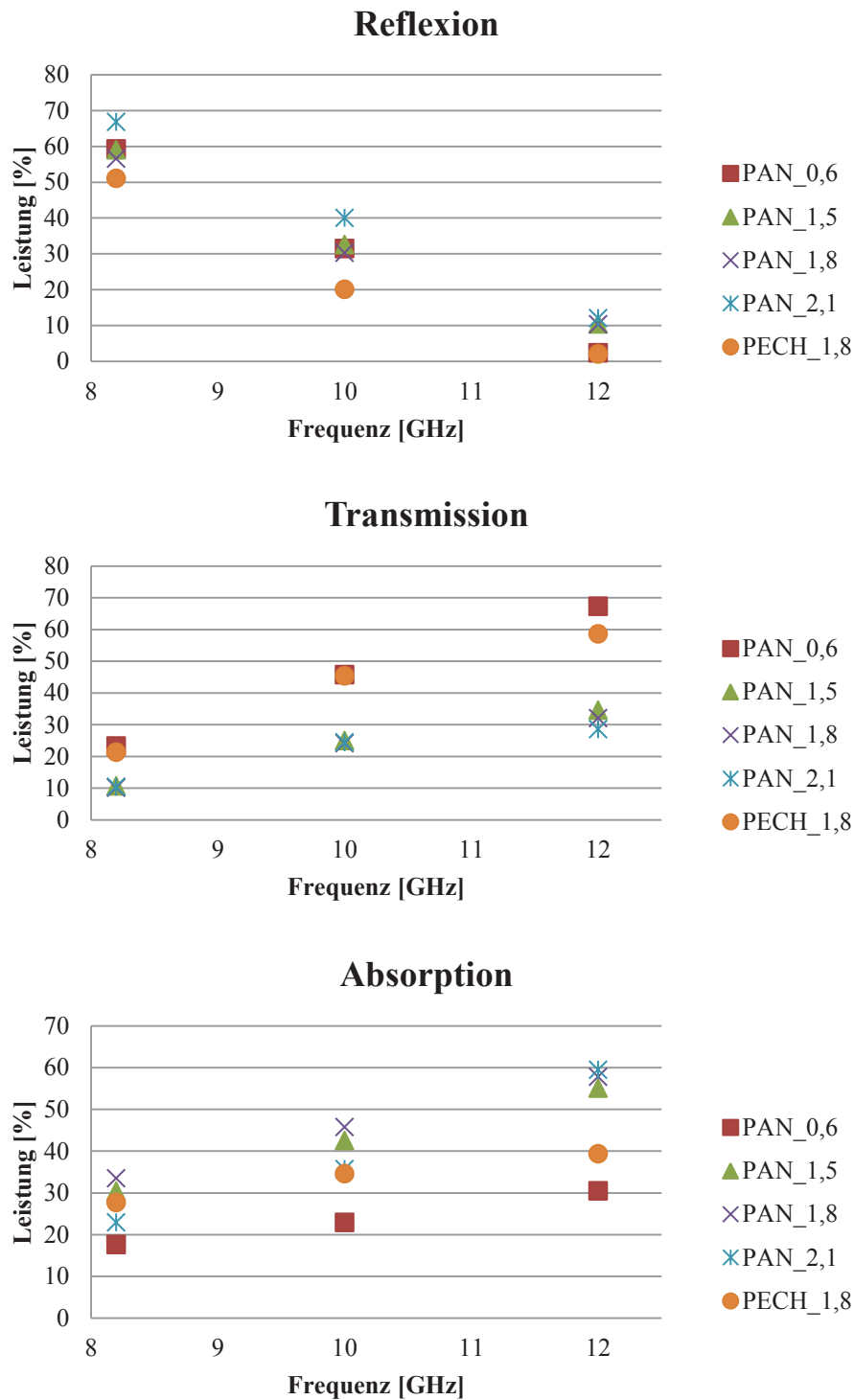


Abbildung 27: Darstellung der gemittelten reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistungen von GFK-Platten mit einer einzelnen, integrierten Impedanzschicht über den Bereich des X-Bandes; Die Reflexion sinkt stark mit zunehmender Frequenz, bei gleichzeitiger Zunahme von Transmission und Absorption. Bei hohen Füllstoffmengen (PAN_1_5/1_8/_2_1) werden Absorptionswerte zwischen 55% und 59% erreicht.

Die Korrelation von reflektierter, transmittierter- und absorbiert Leistung der X-Band-Proben ist in Abb. 27 dargestellt. Die Reflexion sinkt nahezu linear über das gesamte Frequenzband. Bei einer Frequenz von 12 GHz reflektieren die Proben mit 1,5 – 2,1 g/m² PAN-Fasern nur noch 10 – 12 % der gesendeten Leistung. Die Proben mit 0,6 g/m² PAN- und 1,8 g/m² PECH-Fasern reflektieren sogar nur noch zu 2 %. Gleichzeitig erhöhen sich dagegen die Anteile der transmittierten und absorbierten Leistung. Die Füllstoffgehalte von 1,5 – 2,1 g/m² PAN-Fasern erreichen eine Absorption von 22 – 33 % bei der Startfrequenz von 8,2 GHz bis hin zu 55 – 59 % bei 12 GHz. Bei den Proben PAN_0,6 und PECH_1,8 werden die geringsten Absorptionswerte erreicht. Diese liegen bei 12 GHz trotzdem noch bei 30 bzw. 40 %.

6.2 Simulation der Absorbersysteme

Auf Basis des in Kapitel 4.5 hergeleiteten Modells erfolgte die Simulation verschiedener Absorbersysteme. Die frequenzabhängige Permittivität konnte im Vorhinein lediglich für das S-Band bestimmt werden. Die Simulationen für das X-Band erfolgen daher unter der Annahme einer konstanten Permittivität. Diese wurde als Mittelwert der Permittivität des S-Bandes festgelegt. In der Abb. 27 sind die simulierten Multilayer für das S-Band dargestellt. Die simulierten Multilayer enthalten jeweils sechs Impedanzschichten mit gleichem Füllstoffgehalt, welche immer zwischen zwei Glasfaserschichten positioniert sind. Als Referenz wurde eine Platte ohne Impedanzschichten simuliert. Diese weist lediglich eine maximale Dämpfung von -0,9 dB auf. Die höchsten Dämpfungen werden mit Füllstoffgehalten von 0,6 g/m² PAN und 1,8 g/m² PECH-Fasern erreicht.

Die Abb. 28 zeigt die simulierten Multilayer für das X-Band. Die höchsten Dämpfungen werden ebenfalls mit den Füllstoffgehalten von 0,6 g/m² PAN und 1,8 g/m² PECH-Fasern erreicht.

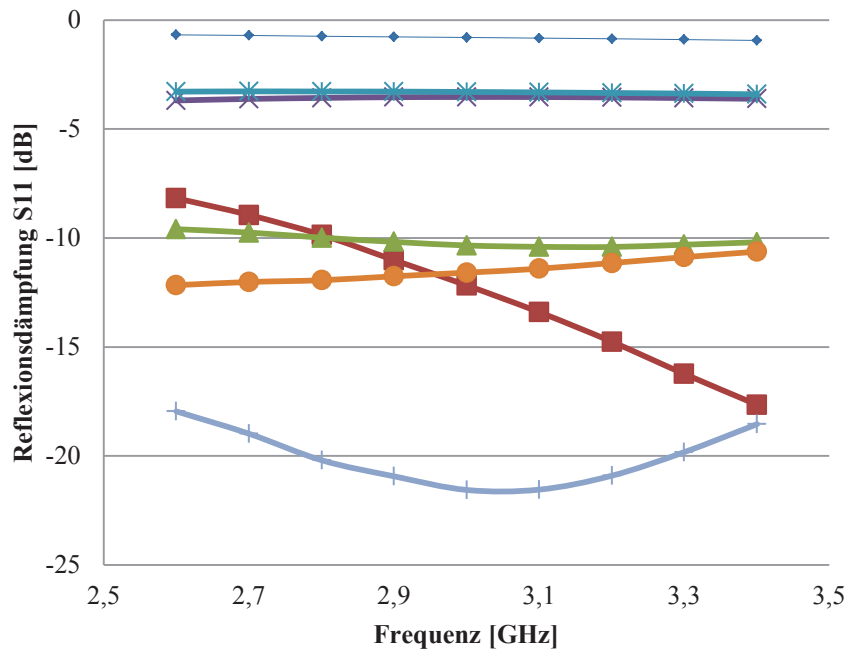


Abbildung 28: Simulierte Multilayer; mit jeweils 6 Impedanzschichten mit jeweils gleichem Füllstoffgehalt für das S-Band

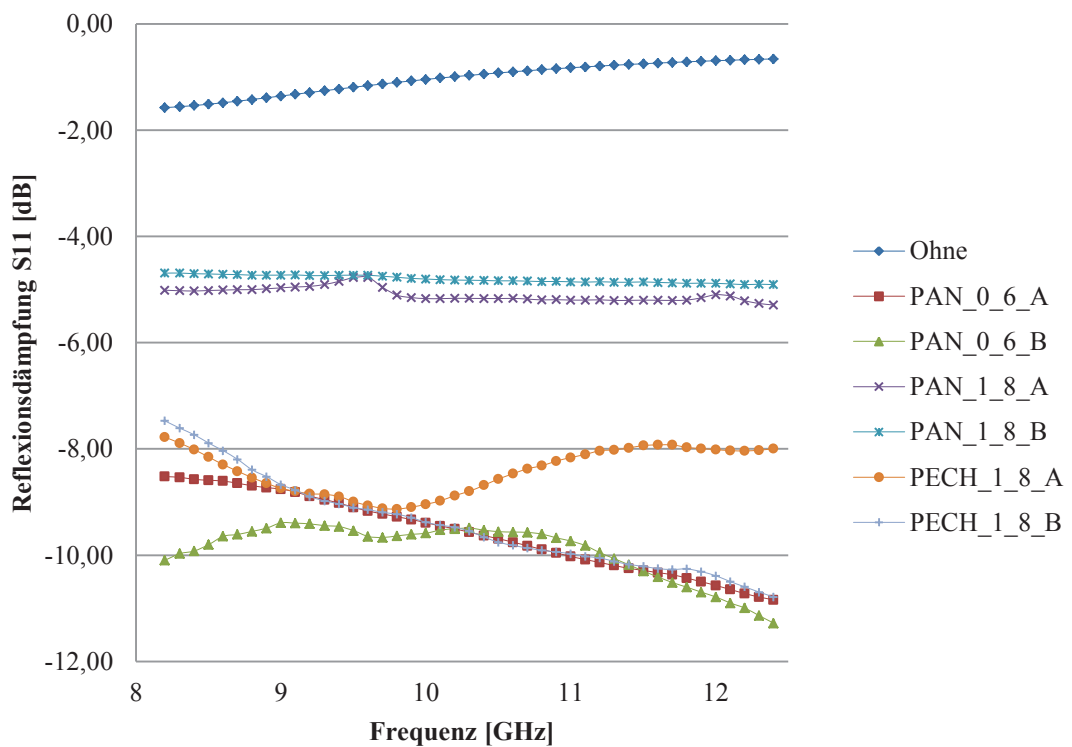


Abbildung 29: Dämpfungen bei jeweils 6 Impedanzschichten mit gleichem Füllstoffgehalt für das X-Band

Auf Basis der Simulationen erfolgt die Auswahl von zwei Multilayern. Die erste Konfiguration beinhaltet sechs Impedanzschichten mit einem jeweiligen Füllstoffgehalt von $0,6 \text{ g/m}^2$ PAN-Fasern (Multi_PAN_0_6). In die zweite Konfiguration sind sechs Schichten mit jeweils $1,8 \text{ g/m}^2$ PECH-Faser (Multi_PECH_1_8) integriert. Als dritte Konfiguration wird ein Absorbersystem vermessen, welches Impedanzschichten mit steigendem Füllstoffgehalt enthält (Multi_Gradient). Der dafür vorgesehene Aufbau ist in der Abb. 30 zu sehen.

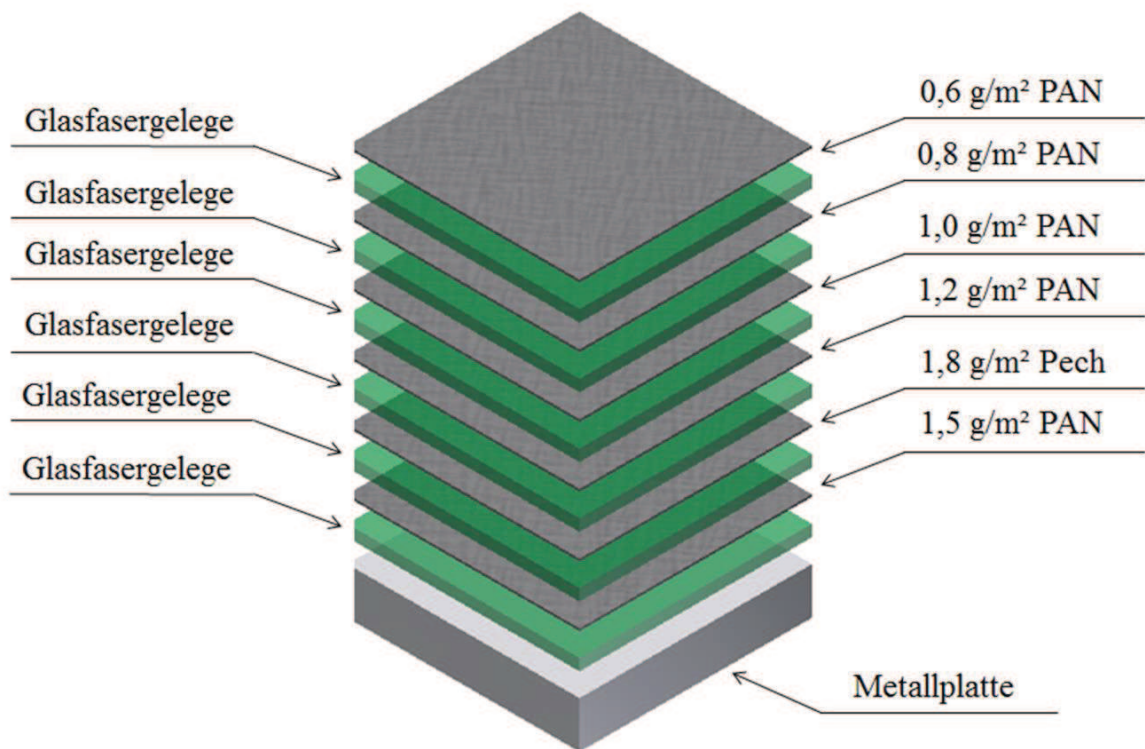


Abbildung 30: Aufbau der Konfiguration Multi_Gradient; Die Multilayer bestehen aus sechs Schichten Glasfasergelege und jeweils sechs Impedanzschichten mit definiertem Füllstoffgehalt. Alle Multilayer werden einmal mit und einmal ohne reflektierende Metallplatte auf der Rückseite vermessen. Die Metallplatte simuliert ein auf Grund hoher elektrischer Leitfähigkeit stark reflektierendes Bauteil im Rotorblatt.

6.3 Auswertung der Messergebnisse

6.3.1 Dämpfungen ohne Metallplatte

Für die Bewertung der Messergebnisse der vermessenen Multilayer ohne Metallplatte auf der Rückseite ist vor allem die Korrelation der reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistungen von Bedeutung. Hierfür sind die gemittelten Werte der getesteten Multilayer im Bereich des S-Bandes in der Abb. 31 dargestellt. Die gemessenen Werte der Dämpfungen sind dem Anhang beigelegt.

Während die Werte für die Reflexion mit steigender Frequenz leicht abnehmen, erhöht sich gleichzeitig der Anteil der Absorbierten Leistung. Die Multilayer weisen im Bereich des S-Bandes einen Anteil an reflektierter Leistung zwischen 60 % und 80 % auf. Damit reflektieren die Multilayer die einfallende Strahlung deutlich stärker als das native GFK (nur ca. 40%). Die Analyse der Korrelation zwischen Reflexions- und Einfügungsdämpfung zeigt jedoch weiterhin, dass im Vergleich zu nativem GFK nahezu keine Transmission mehr stattfindet. Während das native GFK lediglich eine absorbierte Leistung von 2 % bis 4 % aufweist, erreichen die Multilayer eine Absorption zwischen 18 % und 34 %.

Die Korrelation von Reflexion, Transmission und Absorption sind für das X-Band in der Abb. 32 dargestellt. Wie auch im Bereich des S-Bandes findet nahezu keine Transmission der Strahlung mehr statt. Die Konfigurationen Multi_PAN_0_6 und Multi_Pech_1_8 erreichen eine gemittelte Absorption zwischen 56 % und 64 %. Der Multilayer mit integrierten Impedanzschichten mit zunehmenden Füllstoffgehalten (Multi_Gradient) reflektiert deutlich stärker als die beiden anderen Konfigurationen und erreicht lediglich eine maximale Absorption von 53 %.

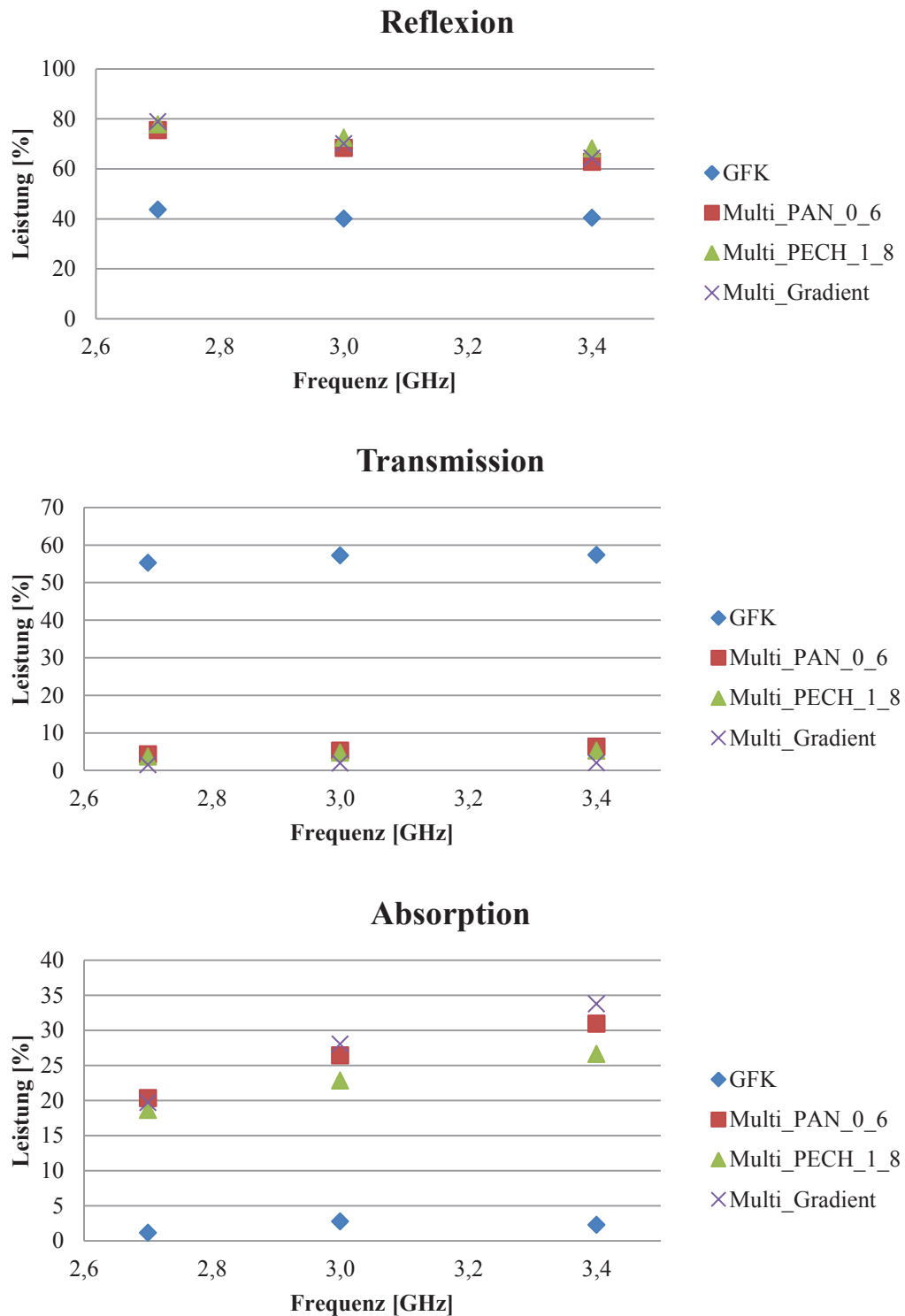


Abbildung 31: Darstellung der gemittelten reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistung der geprüften Multilayer ohne Metallplatte im Bereich des S-Bandes, Vergleich zu nativem GFK[20]; Die Multilayer weisen im Vergleich zu nativem GFK eine deutlich höhere Reflexion auf. Die Werte der absorbierten Leistung liegen zwischen 18 % und 34 %. Im Vergleich dazu, findet bei nativem GFK nahezu keine Absorption statt.

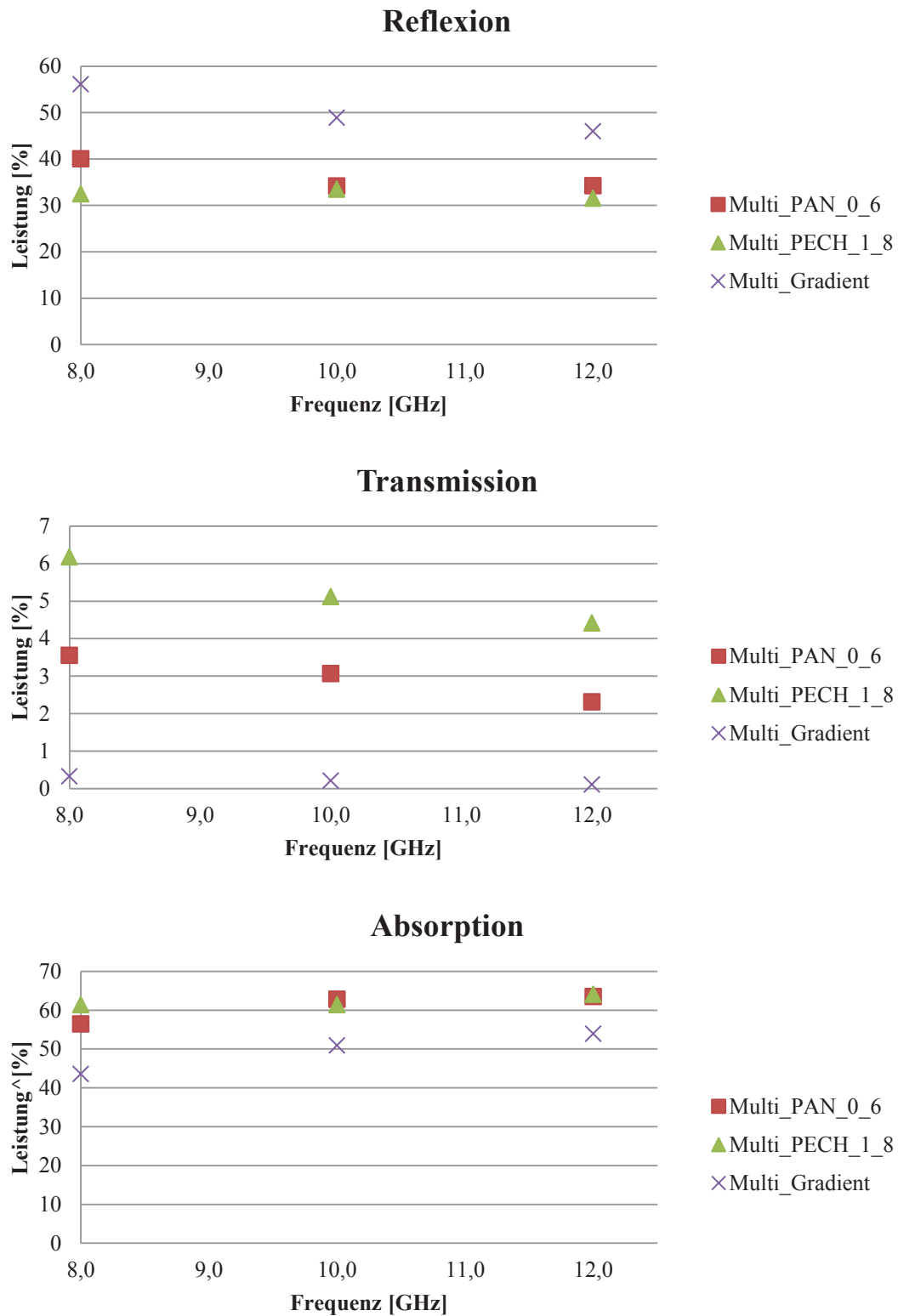


Abbildung 32: Darstellung der gemittelten reflektierten, transmittierten und absorbierten Leistung der geprüften Multilayer im Bereich des X-Bandes; Die transmittierte Leistung liegt für alle vermessenen Multilayer unter 10%. Die Multilayer erreichen gemittelte Absorptionswerte zwischen 42 % und 64 %.

6.3.2 Dämpfungen mit Metallplatte

Abschließend sind in der Abb. 33 die gemessenen Reflexionsdämpfungen der Multilayer mit Metallplatte auf der Rückseite dargestellt. Die Metallplatte reflektiert 99,9 % der einfallenden Strahlung, weshalb die dargestellten Dämpfungen gleichbedeutend der absorbierten Leistung sind.

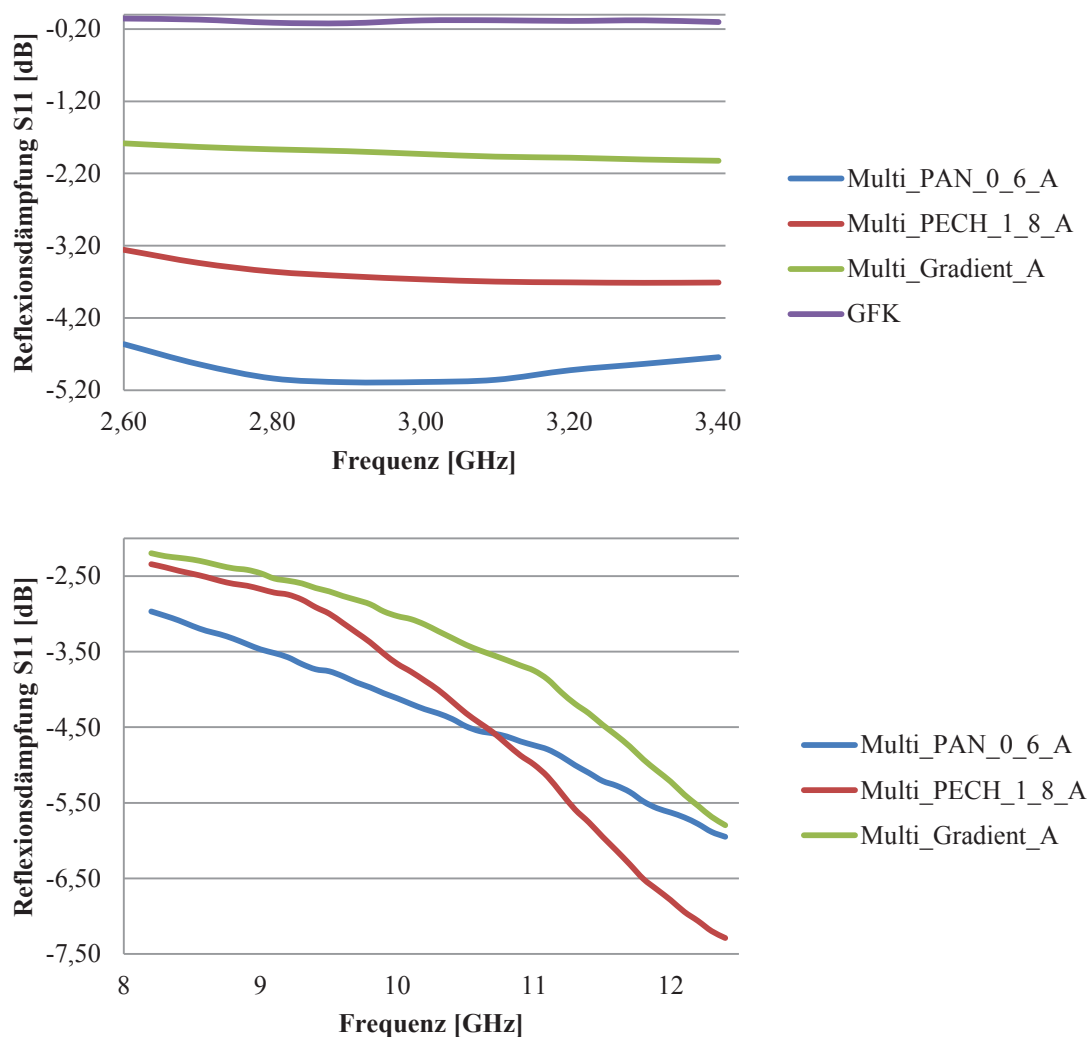


Abbildung 33: Darstellung der Reflexionsdämpfung der Multilayer im S-Bandes (oben) und X-Band (unten); Vergleich zu nativem GFK im S-Band [Masterarbeit Lucas]; Im S-Band erreicht die beste Konfiguration (Multi_PAN_0_6) eine maximale Dämpfung von -5 dB. Der Dämpfungsverlauf aller Proben ist nahezu konstant. Im Bereich des X-Bandes steigt die Dämpfung mit zunehmender Frequenz stark an. Die Dämpfung umfasst einen Bereich von -2,1 dB bis -7,2 dB.

Die Metallplatte auf der Rückseite hat einen entscheidenden Einfluss auf das Dämpfungsverhalten in beiden vermessenen Frequenzbändern. Im Bereich des S-Bandes sind die Dämpfungsverläufe nahezu konstant über die gesamte Bandbreite. Die Konfiguration mit sechs integrierten Impedanzschichten mit einem Füllstoffgehalt von 0,6 g/m² PAN-Fasern erreicht über die gesamte Bandbreite eine Reflexionsdämpfung zwischen -4,5 und -5,1 dB. Dies entspricht einer absorbierten Leistung von 64 % bis 69 %. In Bereich des X-Bandes ist eine deutliche Zunahme der Reflexionsdämpfung mit steigender Frequenz zu beobachten. Dies lässt auf ein resonantes Verhalten schließen. Die Dämpfungen umfassen einen Bereich von -2,1 bis -7,2 dB.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit erfolgten die Herstellung und Charakterisierung von Absorbersystemen zur Dämpfung der Reflexion von Radarstrahlung. Mit dem Ziel der Verbesserung der Radarverträglichkeit von Windenergieanlagen, wurden hierfür verschiedene Multilayer-Konfigurationen in den Frequenzbereichen von 2,7 bis 3,4 GHz (S-Band) und 8,2 bis 12,4 GHz (X-Band) in einem Hohlwellenleiter vermessen.

Die Basis der Absorbersysteme sind mit Kohlekurzfasern dotierte Trägerstrukturen aus Glasvlies, welche in den GFK-Verbund integriert werden. Im Fokus der Untersuchungen standen sowohl PAN-Kurzfasern, als auch Pech-Kurzfasern. Sowohl die Verarbeitung der PAN-Fasern, als auch eine homogene Verteilung der Fasern auf der Trägerstruktur erfolgten problemlos. Die Pech-Fasern erwiesen sich dagegen bei der Bearbeitung sehr bruchanfällig. Aus diesem Grund konnten die Pech-Faser-Rovings nicht vollständig aufgetrennt werden. Eine homogene Verteilung auf der Trägerstruktur war ebenfalls nicht möglich. Die Messung der elektrischen Leitfähigkeit der mit PAN-Fasern dotierten Impedanzschichten war ab einem Füllstoffgehalt von 0,6 g/m² möglich. Diese betrug bei 0,6 g/m² $2,9 \cdot 10^{-2}$ S/cm und stieg mit zunehmendem Füllstoffgehalt in geringem Maß weiter an. Bei einem Füllstoffgehalt von 2,1 g/m² ergab die Messung eine Leitfähigkeit von $1,9 \cdot 10^{-1}$ S/cm. Aufgrund der inhomogenen Verteilung der Pech-Fasern war hier keine globale Leitfähigkeit messbar.

Die Vermessung aller Proben wurde in einem Hohlwellenleiter durchgeführt. Hierbei ist zu beachten, dass sich die Ausbreitung der Welle im Hohlleiter von der Ausbreitung einer ebenen Welle im Freiraum unterscheidet. Die Unterschiede bestehen in Form einer etwas vergrößerten Wellenlänge und den in Abhängigkeit der Frequenz variierenden Inzidenzwinkel. Die mit geringerem Füllstoffgehalt dotierten Proben wiesen eine höhere Streuung der Messwerte auf.

Mit Hilfe eines mathematischen Modells erfolgten weiterhin die Rückrechnung von Materialparametern und die Simulation verschiedener Multilayersysteme. Unter Verwendung des Transmission Line Modells und des Brute Force Ansatzes konnte die Permittivität von GFK berechnet werden. Diese lag im Bereich von verschiedenen Herstellerangaben und kann somit als valide betrachtet werden. Im zweiten Schritt der Simulationen erfolgte die Berechnung der Transmissionsmatrizen für einzelne Impedanzschichten mit variierendem Füllstoffgehalt. Die Simulation der Multilayer erfolgte durch Multiplikation der im Voraus berechneten Transmissionsmatrizen für natives GFK und der jeweiligen Impedanzschichten.

Das Modell für natives GFK in Kombination mit einer stark leitenden Schicht auf der Rückseite liefert den Erwartungen entsprechend eine sehr geringe Reflexionsdämpfung. Die nach Einfügen der Impedanzschichten simulierten Reflexionsdämpfungen weichen jedoch stark von den gemessenen Reflexionsdämpfungen ab. Der Grund dafür liegt in den getroffenen Vereinfachungen des Modells. Es werden lediglich die Eigenschaften der Einzelschichten berücksichtigt. Die Messergebnisse der im Hohlleiter untersuchten Multilayer zeigen jedoch, dass auch die Einzelschichten untereinander in Wechselwirkung stehen. Diese Wechselwirkung äußert sich in Form von Interferenzen der an jeder Einzelschicht reflektierten Teilwellen. Das mathematische Modell muss daher zukünftig hinsichtlich der Einflüsse weiterer Parameter erweitert werden. Die Parameter, welche einen besonderen Einfluss auf die Dämpfungseigenschaften haben sind nachfolgend aufgelistet:

- Füllstoffgehalt (und die damit verbunden Leitfähigkeit)
- Abstände zwischen den Impedanzschichten
- Anzahl der Impedanzschichten
- Frequenz der einfallenden Strahlung
- Inzidenzwinkel der einfallenden Strahlung

Das native GFK weist im Bereich des S-Bandes eine maximale Reflexionsdämpfung von -3,9 dB auf. Dies legt den Schluss nahe, dass ein Großteil der einfallenden Welle bereits an der Grenzschicht beim Übergang von Luft in das GFK reflektiert wird. Die Integration einer einzelnen mit Füllstoffen dotierten Impedanzschicht verstärkt die Reflexion zunächst. Die Analyse der Korrelation zwischen Reflexions- und Einfügungsdämpfung zeigte jedoch, dass das native GFK nahezu keine Wechselwirkung in Form einer Verlustleistung mit der einfallenden Strahlung aufweist. Im Gegensatz dazu war im Bereich des S-Bandes bereits durch die Integration einzelner Impedanzschichten, in Abhängigkeit des Füllstoffgehaltes, eine Absorption zwischen 20 % und 30 % erkennbar. Im Bereich des X-Bandes betrug hier die Absorption sogar bis zu 59 %. Dies bedeutet, dass ein elektrisch leitfähiges Bauteil (z.B. Verstärkungsholme aus CFK) in einem Rotorblatt aus nativem GFK die einfallende Strahlung verlustfrei reflektiert. Im Gegensatz dazu, kann durch die Integration der Impedanzschichten ein Teil der Strahlung absorbiert werden.

Es erfolgte die Vermessung von drei unterschiedlichen Multilayer-Konfigurationen für jeweils das S- und das X-Band. Die Messungen wurden jeweils einmal mit und einmal ohne Metallplatte auf der Rückseite durchgeführt. Die Metallplatte hatte dabei einen deutlich erkennbaren Einfluss auf das Dämpfungsverhalten. Im Bereich des S-Bandes konnten

Reflexionsdämpfungen von bis zu -5,1 dB gemessen werden (Konfiguration: sechs Impedanzschichten mit einem Flächengewicht von jeweils 0,6 g/m² PAN-Fasern mit Metallplatte auf der Rückseite). Die -5,1 dB entsprechen einer Dämpfung der gesendeten Leistung von 69 %. Die Konfiguration mit sechs Impedanzschichten von jeweils 1,8 g/m² Pech-Fasern erreichte im Bereich des S-Bandes eine Reflexionsdämpfung von -3,7 dB (Leistungsdämpfung von 57 %). Die Multilayer-Konfiguration mit zunehmenden Füllstoffgehalten (Multi_Gradient) erreicht mit auf der Rückseite angebrachter Metallplatte nur eine Dämpfung von -2 dB. Die Idee des Gradienten ist eine Zunahme der Wechselwirkung mit zunehmender Eindringtiefe in den Multilayer. Eine Möglichkeit der Optimierung besteht hier vor allem darin, die Füllstoffgehalte jeder einzelnen Schicht noch einmal zu reduzieren.

Im Bereich des X-Bandes unterscheiden sich die gemessenen Dämpfungsverläufe im direkten Vergleich der Messungen mit und ohne Metallplatte stark voneinander. Während die Dämpfungen ohne Metallplatte über die gesamte Bandbreite nur leicht Schwanken, weisen die Verläufe der Dämpfungen mit Metallplatte einen großen Anstieg mit zunehmender Frequenz auf. Dies verdeutlicht noch einmal das sehr komplexe Reflexionsverhalten. Die maximal erreichten Dämpfungen ohne Metallplatte liegen bei -6,5 dB, was einer absorbierten Leistung von 77 % entspricht. Die Dämpfungen der vermessenen Proben mit Metallplatte auf der Rückseite umfassen einen Bereich von -2,1 bis -7,2 dB.

Die im Rahmen dieser Arbeit erzielten Ergebnisse verdeutlichen das komplexe Reflexions- und Transmissionsverhalten von elektromagnetischer Strahlung im Bereich der Mikrowellen. Es konnte aufgezeigt werden, dass in den untersuchten Frequenzbändern Reflexionsdämpfungen von über -5 dB möglich sind. Die exakten Korrelationen und Wechselwirkungen der einzelnen Parameter, welche die Dämpfungseigenschaften entscheidend beeinflussen, konnten nicht endgültig erklärt werden. Die vermessenen Varianten der Multilayer stellen somit noch nicht die optimalen Konfigurationen dar. Das höchste Optimierungspotenzial besteht weiterhin in der Anpassung der Füllstoffgehalte der einzelnen Impedanzschichten. Für die Multilayer-Konfiguration mit zunehmenden Füllstoffgehalten konnte nur eine einzige Variante getestet werden. Geringe Flächengewichte und eine Variation des Gradienten sind vielversprechende Ansätze zur Verbesserung der Dämpfungseigenschaften dieser Multilayer-Konfiguration. Aber auch die Anzahl und die exakte Position (besetzte Slots) der integrierten Impedanzschichten haben einen entscheidenden Einfluss auf das Dämpfungsverhalten. Weiterhin stellt die Dicke von 5 mm

nur die minimale Vorgabe der Wandstärke dar. Bei höheren Wandstärken und somit einer größeren Anzahl von Fasergelegen ist eine noch vielfältigere Variation an besetzten Slots möglich. Eine Kombination der untersuchten Fasern ist ebenfalls denkbar. Das volle Potenzial der Pech-Fasern konnte unter Anwendung der im Rahmen dieser Arbeit genutzten Methoden nicht ausgeschöpft werden. Das zerstörungsfreie Auftrennen der Pech-Faser-Bündel stellt hierbei die höchste Schwierigkeit dar. Im Folgenden sind Ansätze aufgezählt, welche die besten Perspektiven für noch höhere Dämpfungen bieten:

- Anpassung der Füllstoffgehalte
- Optimierung des Gradienten
- Variation der besetzten Slots und der Anzahl an integrierten Impedanzschichten
- Verbesserung der Verarbeitbarkeit der Pech-Fasern
- Kombination verschiedener Füllstoffe

8 Quellen

- [1] Erneuerbare Energien auf einen Blick. abgerufen am 02.09.2016
<http://www.bmwi.de/DE/Themen/Energie/Erneuerbare-Energien/erneuerbare-energien-auf-einen-blick.html>
- [2] Lösungen für Radarstörungen durch Windkraftanlagen.
<http://www.energiezukunft.eu/wind/forschung/loesungen-fuer-radarstoerungen-durch-windkraftanlagen-gn10571/>, abgerufen am 02.09.2016
- [3] Cameron, A.: Stealth Blades Get Turbines Under the Radar.
<http://www.renewableenergyworld.com/articles/print/special-supplement-wind-technology/volume-1/issue-5/wind-power/stealth-blades-get-turbines-under-the-radar.html>, abgerufen am 02.09.2016
- [4] Deutscher Bundestag: Konflikt zwischen Radaranlagen der Bundeswehr und Windenergieanlagen. Antwort der Bundesregierung. 17. Wahlperiode. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <http://dipbt.bundestag.de/dip21/btd/17/013/1701357.pdf>, abgerufen am 02.09.2016
- [5] Bundesverband Windenergie: BWE Umfrage. Windenergie und Flugsicherung, 2013. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <https://www.windenergie.de/sites/default/files/attachments/page/arbeitskreis-luftverkehr-und-radar/20131107-bwe-umfrage-radar.pdf>, 02.09.2016
- [6] Radargrundlagen - Buch 1, Physikalische und mathematische Grundlagen. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <http://www.radartutorial.eu/druck/Buch1.pdf>, abgerufen am 05.06.2016
- [7] Radargrundlagen - Buch 2, Übersicht über Radargeräte. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <http://www.radartutorial.eu/druck/Buch2.pdf>, abgerufen am 05.06.2016
- [8] Georg, O.: Elektromagnetische Wellen. Grundlagen und durchgerechnete Beispiele. Berlin: Springer Verlag 1997
- [9] Collier, Richard: Transmission Lines. Equivalent Circuits, Electromagnetic Theory and Photons. New York: Cambridge University Press

- [10] Wikipedia: https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetisches_Spektrum, abgerufen am 02.09.2016
- [11] Akhtar, M. J.; Feher, L.; Thumm, M.: A Multi-Layered Waveguide Technique for Determining Permittivity and Conductivity of Composite Materials. GeMiC (2005), S. 37–40, Verfügbar als PDF-Dokument unter: https://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14581/Paper/2b_2.pdf, abgerufen am 05.06.2016
- [12] Geführte Wellen. Verfügbar als PDF-Dokument unter: http://www.iapmw.unibe.ch/teaching/vorlesungen/mikrowellenphysik/HS_2009/MWphysics_HS_09_Wellenleiter.pdf, abgerufen am 05.06.2016
- [13] Anhang Leitungstechnik, Kabelkenngrößen, Koaxialkabel, Hohlleitertechnik. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <http://www.radartutorial.eu/druck/Leitungstechnik.pdf>, abgerufen am 05.06.2016
- [14] Strauß, F: Grundkurs Hochfrequenztechnik. Eine Einführung. 2., überarbeitete und verbesserte Auflage. Wiesbaden: Springer, 2015
- [15] Hau, E.: Windkraftanlagen. Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit. Berlin, Heidelberg: Springer 2012
- [16] Paul Saville, Review of Radar Absorbing Materials, Defence Research and Development Canada, 2005. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <http://dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a436262.pdf>, abgerufen am 12.06.2016
- [17] Hui, H. T.: Transmission Lines - Basic Theory. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <https://www.ece.nus.edu.sg/stfpage/elehht/Teaching/EE2011%20Part%20B/Lecture%20Notes/Transmission%20Lines%20-%20Basic%20Theories.pdf>, abgerufen am 05.08.2016
- [18] Unbehauen, Rolf: Grundlagen der Elektrotechnik 1. 5., neubearbeitete und erweiterte Auflage. Berlin: Springer, 1999
- [19] Schiek, B.: Grundlagen der Hochfrequenzmesstechnik. Berlin: Springer, 1999
- [20] Kirsch, L.: Bewertung kohlenstoffbasierter Füllstoffe zur Absorption von Radarstrahlung in Verbundwerkstoffen von Rotorblättern einer Windkraftanlage. Berlin: Technische Universität Berlin, Studiengang: Luft- und Raumfahrttechnik, Masterarbeit 2016

- [21] MEIFERT, ELEKTRO-ISOLIERTECHNIK: Produktkatalog. Verfügbar als PDF-Dokument unter http://www.meffert-gmbh.com/Produktkatalog_deutsch.pdf, abgerufen am 21.09.2016
- [22] SWISS-COMPOSITE: Faserverbund-Werkstoffdaten. Verfügbar als PDF-Dokument unter <http://www.swiss-composite.ch/pdf/i-Werkstoffdaten.pdf>, abgerufen am 21.09.2016
- [23] SYNFLEX: GFK-Profile. Verfügbar als PDF-Dokument unter: http://www.synflex.com/de/produkte_pdf/?id=9&areaid=spezielles, abgerufen am 21.09.2016
- [24] HOFFMANN LEITERPLATTEN: Technische Werte. Verfügbar als PDF-Dokument unter http://www.hofmannlp.de/fileadmin/dokumente/duraver_104_d.pdf, abgerufen am 21.09.2016
- [25] SGL GROUP – THE CARBON COMPANY. Verfügbar als PDF-Dokument unter: http://www.sglgroup.com/cms/_common/downloads/products/product-groups/cf/short-carbon-fibers/SIGRAFIL_Carbon_Kurzfaser_d.pdf, abgerufen am 20.12.2016
- [26] MITSUBISHI RAYNON CO., LTD. Verfügbar als PDF-Dokument unter: <https://www.mrc.co.jp/dialead/english/dialead.html>, abgerufen am 20.12.2016
- [27] Hänsch, A.: VAP® Vacuum Assisted Process, 2015. Verfügbar als PDF-Dokument unter <http://www.vap-info.com/de/download/VAP-vacuum-assisted-process.pdf>, abgerufen am 09.08.2016

9 Anhang

A. Wandstärke und Faservolumengehalt Multilayer

Tabelle 5: Wandstärke und Faservolumengehalt der hergestellten Multilayer

Probe	Dicke [mm]	FVG [%]
Multi_PAN_0_6	6,59	44,14
Multi_Pech_1_8	6,44	45,18
Multi_Gradient	6,46	45,1
GFK	5,86	49,67

B. Berechnung der Permittivität für natives GFK

Tabelle 6: Real- und Imaginärteil der simulierten Permittivität für natives GFK (5_mm_A[20])

Frequenz [GHz]	ϵ'	ϵ''	Distanz
2,6	4,447	-0,067	0,000041
2,7	4,518	-0,076	0,000104
2,8	4,551	-0,099	0,000111
2,9	4,566	-0,106	0,000082
3,0	4,585	-0,105	0,000035
3,1	4,607	-0,102	0,000023
3,2	4,627	-0,097	0,000022
3,3	4,646	-0,101	0,000020
3,4	4,663	-0,098	0,000017

Tabelle 7: Real- und Imaginärteil der simulierten Permittivität für natives GFK (5_mm_B[20])

Frequenz [GHz]	ϵ'	ϵ''	Distanz
2,6	4,461	-0,065	0,000065
2,7	4,533	-0,074	0,000120
2,8	4,562	-0,096	0,000123
2,9	4,58	-0,097	0,000098
3,0	4,602	-0,098	0,000052
3,1	4,626	-0,099	0,000049
3,2	4,644	-0,095	0,000052
3,3	4,664	-0,097	0,000041
3,4	4,679	-0,095	0,000049

Tabelle 8: Real- und Imaginärteil der simulierten Permittivität für natives GFK (10_mm_A[20])

Frequenz [GHz]	ϵ'	ϵ''	Distanz
2,6	4,529	-0,048	0,000042
2,7	4,615	-0,063	0,000114
2,8	4,643	-0,097	0,000107
2,9	4,655	-0,097	0,000083
3,0	4,673	-0,096	0,000080
3,1	4,697	-0,094	0,000042
3,2	4,718	-0,087	0,000052
2,6	4,738	-0,091	0,000063
2,7	4,756	-0,089	0,000056

Tabelle 9: Real- und Imaginärteil der simulierten Permittivität für natives GFK (10_mm_B[20])

Frequenz [GHz]	ϵ'	ϵ''	Distanz
2,6	4,536	-0,055	0,000070
2,7	4,62	-0,068	0,000100
2,8	4,649	-0,1	0,000095
2,9	4,665	-0,106	0,000062
3,0	4,681	-0,103	0,000040
3,1	4,706	-0,1	0,000031
3,2	4,73	-0,096	0,000030
3,3	4,747	-0,098	0,000017
3,4	4,766	-0,097	0,000017

Tabelle 10: Gemittelte Werte für Real- und Imaginärteil der simulierten Permittivität für natives GFK[20]

Frequenz [GHz]	ϵ'	ϵ''	Distanz
2,6	4,49325	-0,05875	0,000055
2,70040625	4,5715	-0,07025	0,000110
2,8008125	4,60125	-0,098	0,000109
2,900375	4,6165	-0,1015	0,000081
3,00078125	4,63525	-0,1005	0,000052
3,10034375	4,659	-0,09875	0,000036
3,20075	4,67975	-0,09375	0,000039
3,3003125	4,69875	-0,09675	0,000035
3,40071875	4,716	-0,09475	0,000035

C. Berechnete Impedanzen der einzelnen Impedanzschichten

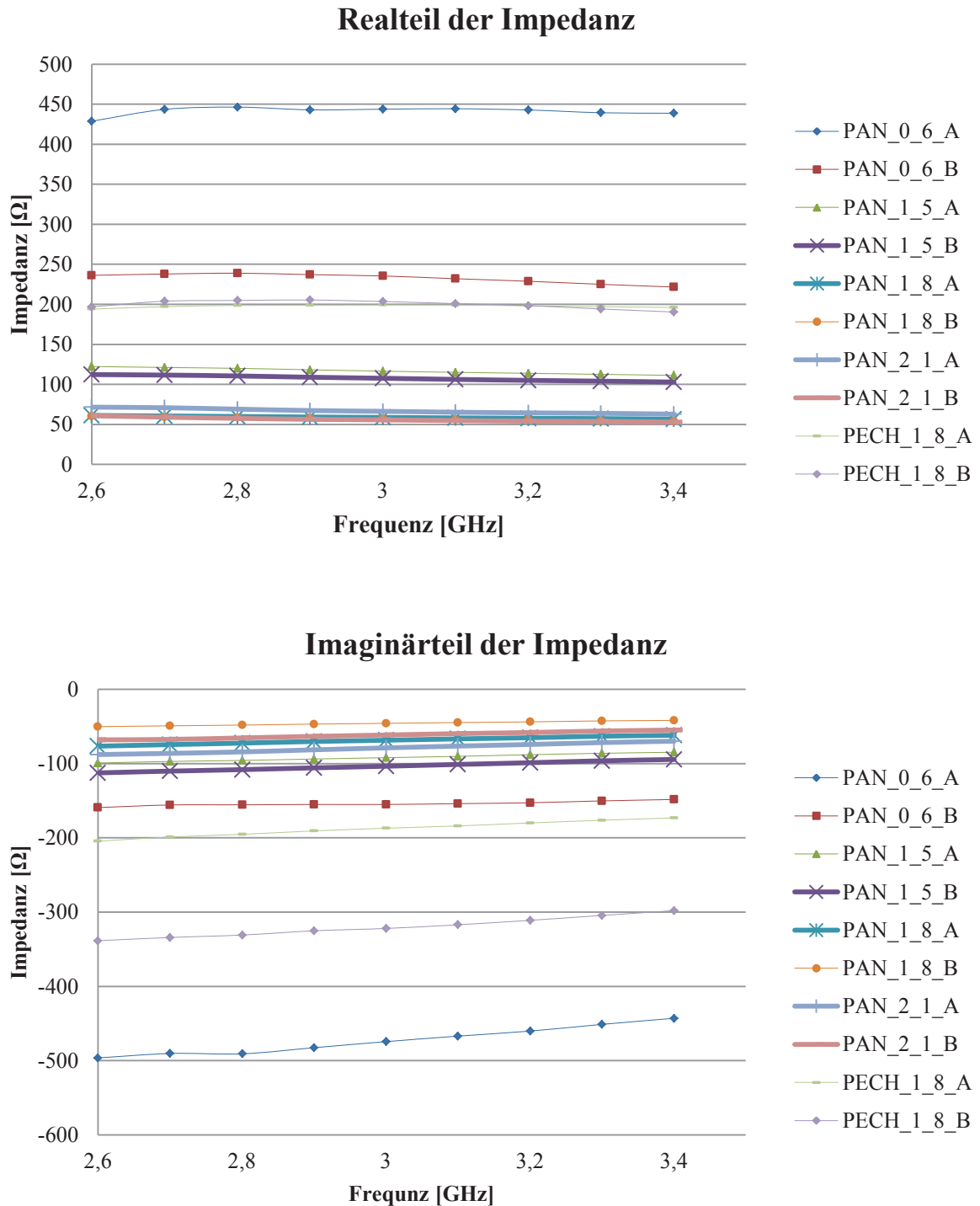


Abbildung 34: Real- und Imaginärteil der Impedanz der simulierten Impedanzschichten für das S-Band

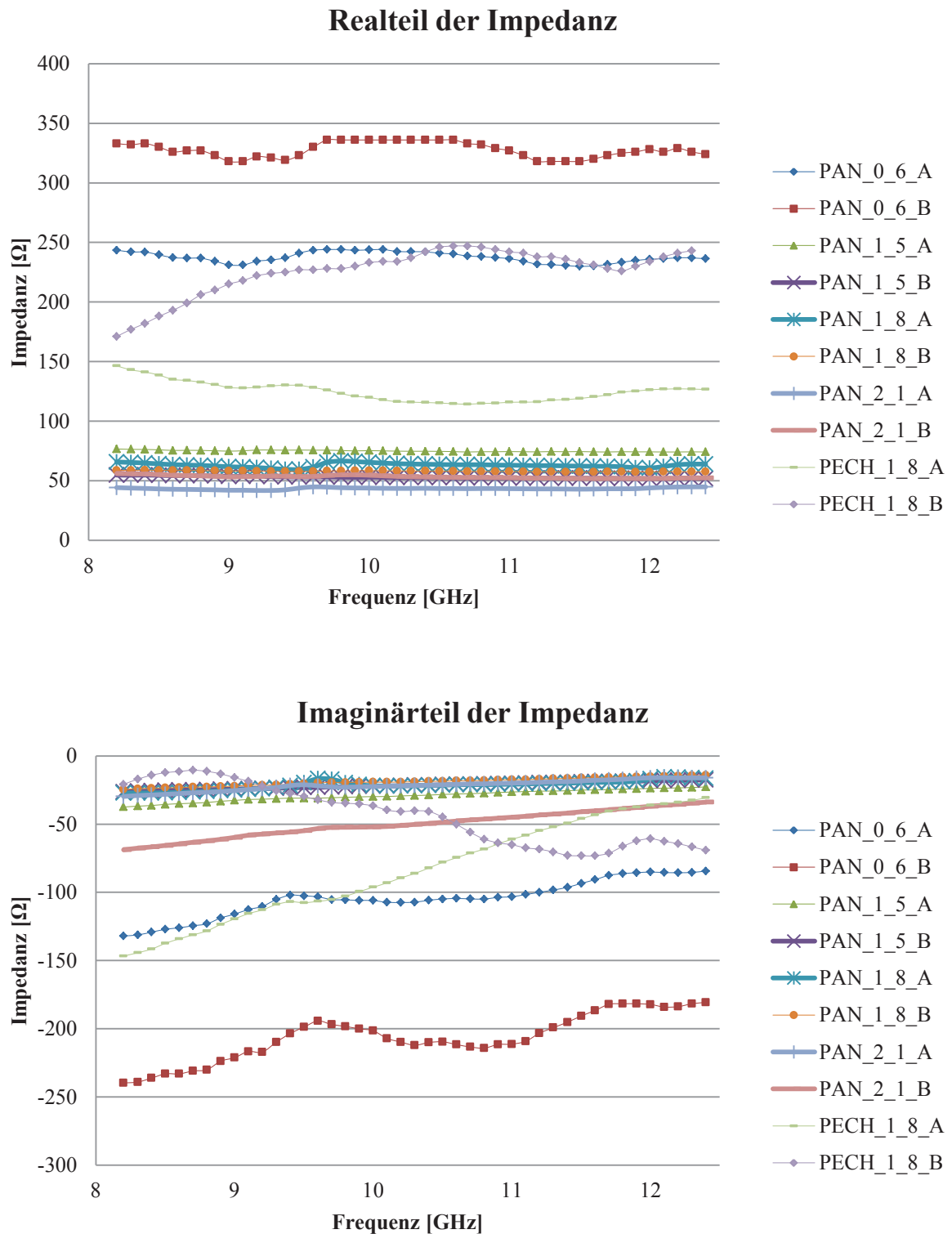


Abbildung 35: Real- und Imaginärteil der Impedanz der simulierten Impedanzschichten für das X-Band

D. Gemessene Reflexions- und Einfügungsdämpfungen der Multilayer ohne Metallplatte auf der Rückseite

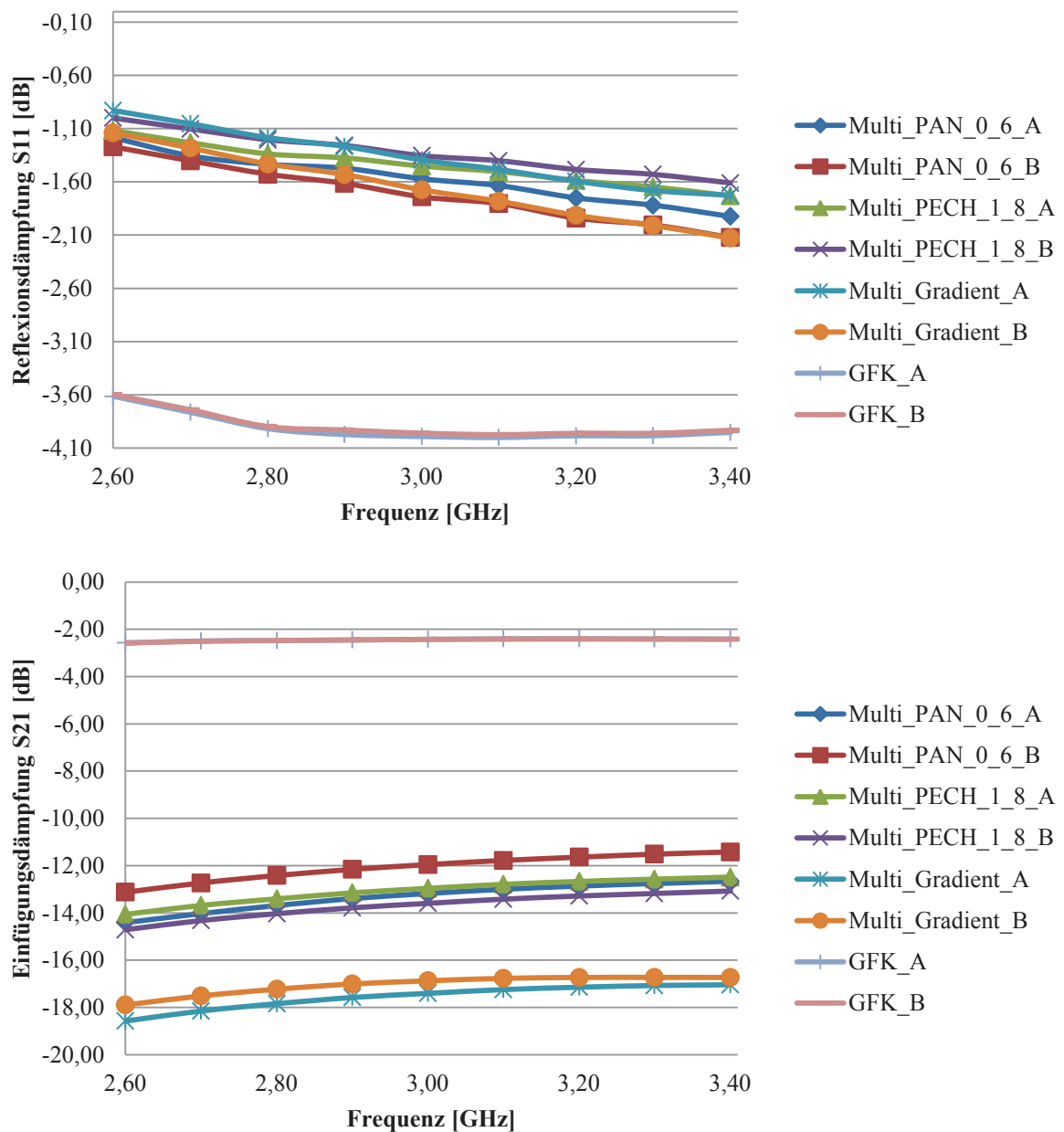


Abbildung 36: Darstellung der Reflexionsdämpfungen (oben) und Einfügungsdämpfungen (unten) der vermessenen Multilayer im Bereich des S-Bandes ohne Metallplatte auf der Rückseite

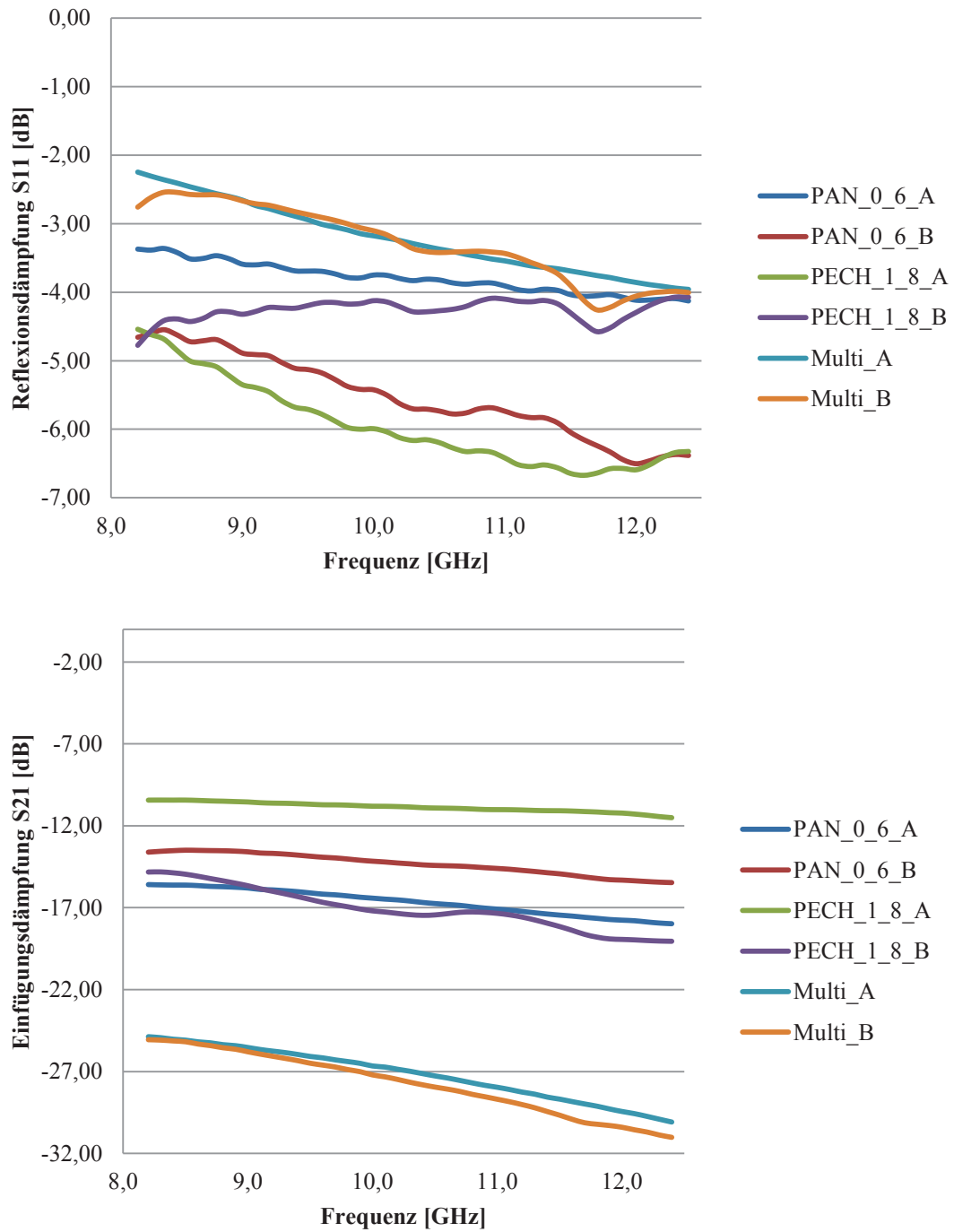


Abbildung 37: Darstellung der Reflexionsdämpfungen (oben) und Einfügungsdämpfungen (unten) der vermessenen Multilayer im Bereich des X-Bandes ohne Metallplatte auf der Rückseite